



Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes : dispositif électromagnétique et circuit électronique d'extraction synchrone

Emmanuelle Arroyo

► To cite this version:

Emmanuelle Arroyo. Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes : dispositif électromagnétique et circuit électronique d'extraction synchrone. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : 2012GRENA029 . tel-00768218

HAL Id: tel-00768218

<https://theses.hal.science/tel-00768218>

Submitted on 21 Dec 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Electronique Electrotechnique et Automatique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Emmanuelle Arroyo

Thèse dirigée par **Adrien Badel**
et codirigée par **Jacques Lottin**

préparée au sein du **Laboratoire SYstème et Matériaux pour la MEca-**
tronique (SYMME)
et de l'école doctorale **Science et Ingénierie des Systèmes de l'Envi-**
ronnement et des Organisations (SISEO)

Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes

Dispositif électromagnétique et circuit électro-
nique d'extraction synchrone

Thèse soutenue publiquement le **21 novembre 2012**,
devant le jury composé de :

M. Jean-François, Rouchon

Professeur, ENSEEIHT Toulouse, Rapporteur

M. Elie Lefeuvre

Professeur, IEF Paris Sud, Rapporteur

M. Orphée Cugat

Directeur de recherche, G2Elab CNRS Grenoble, Examineur

M. Ghislain Despesse

Chercheur, CEA-LETI Grenoble, Examineur

M. Olivier Duverger

Ingénieur, CETIM Centre de ressources mécatronique Annecy, Examineur

M. Adrien Badel

Maître de conférences, SYMME Université de Savoie, Directeur de thèse

M. Jacques Lottin

Professeur, SYMME Université de Savoie, Co-Directeur de thèse



Remerciements

Ce mémoire de thèse conclue trois années de thèse au laboratoire SYstème et Matériaux pour la MEcatronique (SYMME) de l'Université de Savoie à Annecy, cofinancés par l'Assemblée des Pays de Savoie et la Fondation CETIM. Ces travaux ont été encadrés par Adrien Badel, Maître de conférences au laboratoire SYMME et Jacques Lottin, Professeur des universités au laboratoire SYMME. J'aimerais en premier lieu les remercier chaleureusement de m'avoir fait partager leur expérience tout au long de ces trois années, pour le temps qu'ils m'ont accordé, et bien sûr pour leur sympathie qui a rendu ce travail d'autant plus agréable.

J'adresse plus particulièrement mes sincères remerciements à Adrien Badel pour son implication dans ce travail, ses qualités d'encadrement, son enthousiasme inébranlable, et sa grande disponibilité au sein ou en dehors du labo. Les nombreuses discussions que l'on a pu avoir, techniques ou non, son écoute, et ses conseils avisés ont été moteurs de la bonne réussite de cette thèse, et m'ont permis de progresser énormément sur différents aspects de la recherche scientifique, expérimentale et théorique, sur la rigueur ou encore l'autonomie dans mon travail.

Je tiens à remercier Olivier Duverger, directeur de l'antenne Mécatronique du CETIM à Annecy, d'avoir suivi ce projet, et accepté d'en juger le contenu à ma soutenance.

J'exprime également ma reconnaissance à Messieurs Orphée Cugat, Jean-François Rouchon, Elie Lefevre et Ghislain Despesse qui m'ont fait l'honneur d'être membres du jury de cette thèse. Merci pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail, le temps qu'ils ont pris à en lire le manuscrit, et leurs remarques critiques et constructives lors de la soutenance.

Je remercie également Blaise Girard technicien mécanique au SYMME pour son efficacité et sa patience lors de la réalisation du générateur, ainsi que Fabien Formosa, Maître de Conférences au SYMME, pour ses conseils avisés en matière de mécanique, son aide pour préparer la soutenance, ou encore les sorties 'au sommet'.

J'associe à ces remerciements l'équipe GEII de l'IUT d'Annecy, qui m'a accueillie très chaleureusement et a profité avec moi des derniers instants de thèse. Merci à Gilles Sicardi en particulier pour sa patience sur le sertissage, et les 3 heures sympatiques du mardi après midi !

J'aimerais remercier également les collègues du laboratoire, tous ceux qui ont participé à rendre ces 3 ans plus agréables, et tous ceux qui ont apporté des croissants au café de 10h. Une pensée spéciale pour les futurs docteurs du bureau A31 (merci les Kellegen, merci les Maultachen), et pour les déjà docteurs de ce même bureau (merci Luc).

Enfin, j'adresse une pensée affectueuse à ma famille pour son soutien inconditionnel, et qui m'a fait fait le plaisir de venir assister à la soutenance.

Table des matières

Remerciements	i
Introduction générale	vii
1 Etat de l'art de la récupération d'énergie vibratoire	1
1.1 Contexte	2
1.1.1 Les réseaux de capteurs autonomes	2
1.1.2 Enjeux de la récupération d'énergie	2
1.1.3 Les sources ambiantes d'énergie	3
1.2 Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes	5
1.2.1 Transduction électromécanique	6
1.2.2 Circuit d'extraction de l'énergie	9
1.2.3 Systèmes de stockage et gestion de l'énergie	11
1.3 Etat de l'art des récupérateurs d'énergie piézoélectriques et électromagnétiques	11
1.3.1 Générateurs électromagnétiques	11
1.3.2 Générateurs piézoélectriques	16
1.3.3 Générateurs commercialisés	18
2 Modélisation et comparaison des générateurs électromagnétiques et piézoélectriques	22
2.1 Introduction	23
2.2 Modélisation normalisée d'un générateur piézoélectrique (PEG) ou électromagnétique (EMG)	23
2.2.1 Modèle d'un PEG	24
2.2.2 Modèle d'un EMG	25
2.2.3 Paramètres caractéristiques	26
2.2.4 Modèle normalisé commun	27
2.3 Puissance récupérée sur charge résistive par un PEG ou un EMG	28
2.3.1 Expression normalisée de la puissance	28
2.3.2 Evolution théorique de la puissance en fonction des paramètres caractéristiques	30
2.3.3 Evolution théorique de la puissance en fonction du volume d'un EMG	34
2.3.4 Etude numérique de la bande passante	35
2.4 Validation expérimentale du modèle	36
2.4.1 Dispositifs expérimentaux	36
2.4.2 Mesure des paramètres caractéristiques	37
2.4.3 Résultats expérimentaux	38
2.4.4 Dualités	39
2.5 Comparaison des paramètres caractéristiques d'un générateur électromagnétique ou piézoélectrique	40
2.5.1 Ordre de grandeur des paramètres caractéristiques de générateurs de la littérature	40
2.6 Conclusion	42

3	Circuit d'extraction non linéaire de l'énergie pour un générateur électromagnétique	44
3.1	Introduction	45
3.2	Les circuits d'extraction non linéaire de l'énergie pour les PEGs et EMGs	45
3.2.1	Le circuit SECE pour les PEGs	45
3.2.2	Le circuit SMFE pour les EMGs	46
3.3	Puissance théorique récupérée avec le circuit SMFE en comparaison avec un circuit classique d'extraction	49
3.3.1	Calcul de la puissance récupérée par le circuit SMFE	49
3.3.2	Comparaison de la puissance récupérée avec le circuit SMFE et avec un circuit classique d'extraction	51
3.3.3	Comparaison de la bande passante d'un EMG avec le circuit SMFE ou avec un circuit classique d'extraction	55
3.4	Résultats expérimentaux et validation du principe de fonctionnement	57
3.4.1	Caractérisation du générateur	57
3.4.2	Résultats expérimentaux	58
3.4.3	Discussion	60
3.5	Conclusion	61
4	Conception d'un générateur électromagnétique optimisé en vue de l'utilisation de la technique SMFE	64
4.1	Introduction	65
4.2	Objectifs liés à la réalisation du générateur	65
4.3	Structure considérée	66
4.4	Calcul analytique des paramètres caractéristiques	68
4.4.1	Rappel sur les aimants permanents et circuits magnétiques	68
4.4.2	Calcul des champs circulants	70
4.4.3	Détermination des paramètres caractéristiques	74
4.5	Optimisation analytique	75
4.5.1	Evaluation de la saturation	75
4.5.2	Paramètres d'entrée fixés	76
4.5.3	Plage de variation des variables	77
4.5.4	Programme d'optimisation	78
4.6	Optimisation éléments finis	79
4.6.1	Structure du programme	81
4.6.2	Définition de la saturation des matériaux	82
4.7	Résultats	83
4.7.1	Géométries optimales obtenues à partir des équations analytiques	83
4.7.2	Evolution des géométries en fonction du volume	85
4.7.3	Résultats de l'optimisation éléments finis	86
4.8	Conclusion	89
5	Réalisation et validation du générateur électromagnétique	91
5.1	Introduction	92
5.2	Structure tenant compte des contraintes de fabrication	92
5.2.1	Ajustement des variables d'optimisation	92
5.2.2	Conception du ressort planaire	93
5.3	Réalisation du générateur	95
5.3.1	Choix des matériaux	95
5.3.2	Considérations pratiques sur l'assemblage	95
5.4	Résultats expérimentaux	97

5.4.1	Installation expérimentale	97
5.4.2	Caractérisation du générateur	97
5.4.3	Analyse et conclusion	102
5.5	Etude complémentaire	104
5.5.1	Objectifs	104
5.5.2	Caractérisation	104
5.5.3	Puissance récupérée avec la technique classique	105
5.5.4	Puissance récupérée avec la technique SMFE	105
5.6	Validation et conclusion	107
5.6.1	Comparaison aux résultats théoriques	107
5.6.2	Comparaison aux générateurs de la littérature	109
5.6.3	Perspectives d'amélioration	110
Conclusion générale		113
Bibliographie		116
Liste des publications		123
Liste des tableaux		126
Tables des figures		128
A Plans cotés des composants du générateur		133
A.1	Culasse ferromagnétique	134
A.2	Aimant	134
A.3	Support bobine	134

Introduction générale

Ces dix dernières années ont vu l'émergence de nombreux travaux de recherche sur l'étude de micro systèmes générateurs d'électricité à partir des vibrations ambiantes. Cet intérêt pour la récupération d'énergie ambiante est intimement lié à la volonté de pouvoir mesurer, surveiller, traiter des données issues d'un environnement parfois hostile, et de pouvoir les communiquer de manière totalement autonome. Lorsqu'un très grand nombre de capteurs sont dispersés dans un environnement, il est nécessaire qu'ils soient pourvus d'une alimentation d'une durée de vie la plus longue possible pour limiter la maintenance, qui est en outre impossible dans certaines conditions. Quelle meilleure solution que de venir puiser dans une source d'énergie à priori infinie disponible dans l'environnement immédiat du capteur ?

Pour ces travaux, la source considérée est l'énergie mécanique des vibrations, présente dans de nombreux environnements et susceptible de fournir assez de puissance pour pouvoir alimenter un capteur. L'objectif visé est le développement d'un récupérateur d'énergie permettant de convertir cette énergie disponible le plus efficacement possible et dans un volume le plus faible possible.

La conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique s'effectue en plusieurs étapes qui doivent être chacune optimale pour pouvoir fournir le maximum de puissance au noeud. Ces travaux se focalisent sur l'étage de conversion électromécanique de l'énergie, et sur le circuit d'extraction de l'énergie permettant la conversion des tensions produites en tensions exploitables pour alimenter la charge.

Dans une première partie, un modèle théorique normalisé d'un générateur inertiel est présenté, permettant la comparaison des transducteurs électromagnétiques et piézoélectriques.

Un circuit d'extraction de l'énergie non linéaire (circuit SMFE) pour les générateurs électromagnétiques est ensuite présenté et étudié théoriquement et expérimentalement. Ces avantages sont mis en avant en comparaison avec un circuit d'extraction utilisé classiquement dans la littérature.

A partir des résultats établis, une structure nouvelle de générateur électromagnétique est proposée dans le but de récupérer le maximum de densité de puissance, avec un circuit classique d'extraction ou avec le circuit SMFE. Son optimisation est effectuée en tenant compte du circuit utilisé.

Enfin, un prototype est réalisé à partir des résultats de l'optimisation. Des résultats expérimentaux permettent de valider la modélisation et l'efficacité du générateur proposé.

1

Etat de l'art de la récupération d'énergie vibratoire

Sommaire

1.1	Contexte	2
1.1.1	Les réseaux de capteurs autonomes	2
1.1.2	Enjeux de la récupération d'énergie	2
1.1.3	Les sources ambiantes d'énergie	3
1.2	Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes	5
1.2.1	Transduction électromécanique	6
1.2.2	Circuit d'extraction de l'énergie	9
1.2.3	Systèmes de stockage et gestion de l'énergie	11
1.3	Etat de l'art des récupérateurs d'énergie piézoélectriques et électromagnétiques	11
1.3.1	Générateurs électromagnétiques	11
1.3.2	Générateurs piézoélectriques	16
1.3.3	Générateurs commercialisés	18

1.1 Contexte

1.1.1 Les réseaux de capteurs autonomes

Les récents progrès des techniques de communication sans fil, la miniaturisation des microprocesseurs et l'amélioration des techniques de mesures ont permis l'émergence de réseaux de capteurs autonomes communicants sans fil. Ces réseaux sont constitués d'un nombre conséquent de noeuds miniaturisés qui sont déployés dans un environnement afin d'en mesurer des données caractéristiques. Ces données sont ensuite traitées et communiquées à un noeud central par l'intermédiaire de processus de communication sans fil.

Le développement de ces réseaux autonomes répond à un besoin grandissant de mesurer, d'analyser et de contrôler l'évolution de notre environnement naturel, le comportement de constructions civiles ou militaires, ou encore l'état de santé de notre corps humain. Parmi les nombreux domaines d'application, citons le domaine militaire qui en premier lieu s'est intéressé aux réseaux de capteurs sans fil dans le but d'étudier les déplacements de troupes ennemies, ou bien d'analyser un terrain de bataille avant de s'y engager. L'Université Vanderbilt a par exemple développé le PinPtr, réseau de capteurs acoustiques qui, disséminés dans un environnement urbain, permettent de localiser des snipers à partir de l'onde liée au tir de l'arme [1].

Développer des capteurs sans fil dans la nature fait également l'objet de recherches dans le domaine environnemental, pour détecter et prévenir des catastrophes naturelles telles que des incendies, pour obtenir une compréhension de l'évolution des habitats naturels et des mouvements de populations animales dans un but de connaissance et de protection des espèces [2], ou encore dans le milieu agricole afin d'optimiser la gestion des sols ([3, 4]). Les réseaux de capteurs ont également une utilité dans la surveillance des environnements difficiles ou de structures telles que des ponts, véhicules ou environnements industriels, dans le but de détecter des altérations et prévenir des catastrophes. Par exemple, Kim et al [5] ont développé un réseau de 64 capteurs autonomes sur le Golden Gate Bridge de San Fransisco permettant de mesurer les vibrations du pont et les mouvements importants. Le traitement des données permet ensuite de détecter un changement dans le comportement du système révélateur indirect d'un dysfonctionnement.

Dans le domaine biomédical, l'implantation de capteurs autonomes au sein du corps humain ou de l'habitat permettrait de récolter et stocker en continu des données physiologiques, et de les transmettre à un centre médical compétent, permettant par exemple une surveillance à distance d'un patient en convalescence sans réduire son autonomie, ou encore facilitant le diagnostic précoce et la prévention de maladies [6]. Enfin, d'autres applications incluent la domotique (contrôle efficace de la consommation d'énergie dans les bâtiments en fonction de la localisation des personnes), ou la micro-chirurgie.

1.1.2 Enjeux de la récupération d'énergie

Un noeud de réseau de capteurs est composé de quatre parties : une unité effectuant l'acquisition des données (capteur), une unité de traitement des informations (processeur), une unité servant à leur communication (émetteur-récepteur), et une unité de puissance chargée d'alimenter les précédentes fonctions [7] (Figure 1.1).

La consommation en énergie d'un noeud dépend de plusieurs paramètres : au sein de l'unité processeur, la consommation en énergie dépend du microcontrôleur choisi, soit des performances désirées, de son mode de fonctionnement (sleep, idle, ou actif), et du ratio de temps dans chaque mode. Typiquement la consommation s'échelonne du microampère en

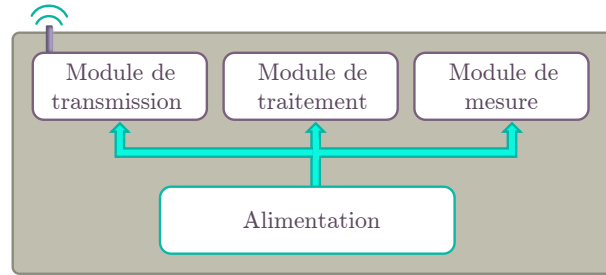


Figure 1.1 – Structure d'un nœud de réseau de capteurs

mode sleep, jusqu'à la centaine de milliampères en mode actif pour les microprocesseurs performants. L'unité de communication consommera plus ou moins selon le type de modulation, le débit et la distance de transmission. Dans le cadre de réseaux de capteurs avec des portées de transmission de l'ordre d'une dizaine de mètres, la consommation est d'une vingtaine de milliampères. Enfin, le capteur en lui même a une consommation négligeable devant les deux autres unités dans la grande majorité des cas, à condition d'utiliser un capteur passif (température, lumière etc.).

La plupart des réseaux de capteurs sont alimentés par des piles AA fonctionnant à 1.5 V, ou des batteries au lithium, dont la durée de vie est limitée à un certain nombre de cycles. Du fait de leur grand nombre, et de leur dispersion dans des localisations parfois inaccessibles et dans des environnements difficiles, la maintenance de chaque nœud est impossible. Ainsi la clé du développement à grande échelle des réseaux de capteurs autonomes réside dans l'amélioration de leur autonomie. Dans ce sens, de nombreux travaux visent à améliorer la gestion de l'énergie au sein de ces nœuds pour rallonger leur durée de vie. Arms et al [8] en 2005 ont montré qu'une optimisation de la gestion de puissance au sein d'un capteur permettait de diminuer significativement sa consommation. En permettant au système de fonctionner en intensité de veille minimale, ils mesurent une puissance consommée de 300 μA à 3 V DC, c'est à dire 900 μW , et montrent que ce système peut viablement être alimenté grâce à la récupération de l'énergie des vibrations ambiantes, ou encore grâce à un système photovoltaïque miniaturisé utilisant l'énergie solaire.

Ainsi, en parallèle avec la diminution de la consommation des nœuds de réseaux de capteurs, se développent des systèmes exploitant l'énergie de sources disponibles gratuitement telles que la chaleur, la lumière ou les vibrations. Le principe consiste à récupérer cette énergie ambiante et la transformer en électricité avant de la stocker dans une batterie rechargeable, un supercondensateur ou l'association des deux. Cette technique permet d'améliorer considérablement la durée de vie des nœuds, sans nécessité de maintenance. Des prototypes expérimentaux ainsi que des produits commerciaux ont été développés dans cette voie, utilisant des procédés de récupération d'énergie pour alimenter les capteurs. Par exemple, Texas Instrument a développé le Solar Energy Harvesting Development Tool [9], un capteur sans fil basé sur un microcontrôleur ultra faible consommation, entièrement alimenté par une cellule solaire. En 2010, STMicroelectronics, associé à l'entreprise Micro-pelt GmbH [10] ont développé le TE-power Node, un capteur sans fil autonome, alimenté par un générateur thermoélectrique qui permet de générer une tension de 1.4 V à partir d'un gradient thermique de 10 °C (figures 1.2(a) et 1.2(b)).

1.1.3 Les sources ambiantes d'énergie

De nombreuses sources d'énergie sont susceptibles de fournir des niveaux de puissance suffisants pour alimenter des systèmes autonomes communicants : l'énergie mécanique résultant de vibrations, charges ou contraintes, l'énergie solaire photovoltaïque issue du so-

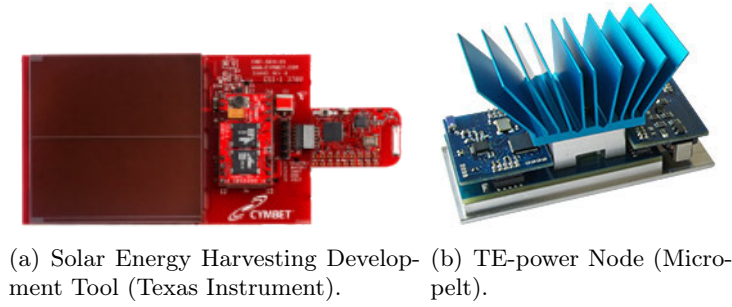


Figure 1.2 – Exemples de capteurs communicant sans fil du commerce, alimentés par récupération d'énergie.

Technologie	Densité de puissance
Photovoltaïque extérieur (cellule de rendement 15 %, irradiance incidente de 100 mW/cm ²)	15000 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Photovoltaïque intérieur (cellule de rendement 6 %, irradiance incidente de 100 mW/cm ²)	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Piezoelectrique (inserts dans chaussure)	330 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$
Vibrations (Petit four à micro-ondes)	116 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$
Thermoélectrique (pour un gradient de 10 °C)	40 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$
Bruit acoustique (100 dB)	0.96 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$

Table 1.1 – Densité de puissance de diverses technologies pour la récupération d'énergie (d'après [12]).

leil ou de lumières artificielles, l'énergie électromagnétique, l'énergie thermique ou encore l'énergie chimique issue de processus biologiques sont autant d'exemples d'énergies naturelles ou inhérentes à un processus industriel, qui sont actuellement envisagées pour être conditionnées en production utile. La comparaison de ces différentes sources est délicate car dépendante de nombreux facteurs, et de l'application considérée. Néanmoins des études comparatives classiques [11, 12] ont pu comparer les densités de puissance de plusieurs sources classiques. Des résultats sont répertoriés table 1.1. Il apparaît que l'exploitation de l'énergie des vibrations ambiantes permet d'obtenir potentiellement la deuxième plus forte densité d'énergie après l'énergie solaire. Cette source présente également l'avantage d'être disponible dans de nombreux domaines d'application, notamment dans les milieux industriels, ou de transport, où l'utilisation de réseaux de capteurs autonomes peut être envisagée. Du fait de cette disponibilité, les vibrations sont également très diversifiées, présentant pour des applications typiques dans des bâtiments de travail, des usines ou à domicile, des valeurs d'accélérations s'échelonnant de 0.1 ms^{-2} à 10 ms^{-2} (la majorité des applications étant plutôt proches de la première valeur), et des fréquences de 50 Hz à 400 Hz [13].

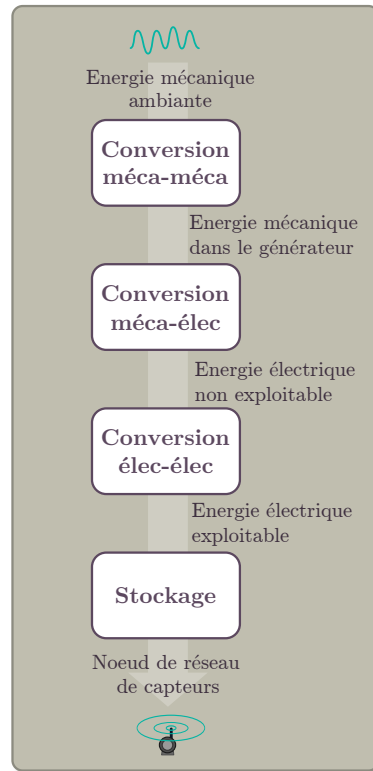


Figure 1.3 – Structure d'un récupérateur d'énergie vibratoire

1.2 Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes

Un récupérateur d'énergie à partir de vibrations se compose typiquement de 4 unités : un dispositif mécanique permettant d'optimiser les vibrations mécaniques, un dispositif électromécanique dont l'objectif est de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique, un circuit électrique d'extraction qui va effectuer la conversion de l'énergie électrique récupérée en énergie électrique exploitable, et enfin un dispositif de gestion et stockage de l'énergie (Figure 1.3). L'amélioration de la densité de puissance des générateurs et de leur bande passante nécessite l'optimisation de chaque unité de conversion.

La majorité des récupérateurs d'énergie développés à ce jour sont basés sur un système mécanique résonant de type masse - ressort. Pour ces systèmes, plus le facteur de qualité mécanique est élevé plus la puissance chute fortement dès que l'on s'éloigne de la fréquence de résonance du générateur. Des structures innovantes ont été développées dans le but de proposer une alternative à ces systèmes résonants, et d'élargir ainsi la plage d'application des microgénérateurs. Des travaux proposent par exemple d'ajuster la fréquence de résonance du générateur en fonction de la vibration extérieure, ou bien de juxtaposer une série de transducteurs à fréquences de résonance échelonnées dans l'objectif d'augmenter la bande passante récupérée. D'autres études se focalisent sur le développement de systèmes non linéaires tels que des poutres bistables, permettant de récupérer des vibrations stochastiques. La partie mécanique du générateur ne faisant pas l'objet de ce mémoire, ces systèmes ne seront pas détaillés plus avant.

De nombreux travaux se sont intéressés au système de conversion électro-mécanique, et plusieurs différents modes de transduction ont été développés, dont les caractéristiques et différences seront détaillées dans le paragraphe suivant.

Enfin, des groupes de recherche se sont focalisés sur l'amélioration du circuit d'extraction, développant des circuits permettant le moins de pertes possibles, ou basés sur des

techniques non linéaires d'extraction de l'énergie. Ils seront présentés dans un deuxième paragraphe.

1.2.1 Transduction électromécanique

La conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est effectuée par un transducteur électromécanique. Plusieurs technologies ont été mises en jeu présentant différents avantages ou inconvénients, notamment selon l'application envisagée. Les plus classiques concernent l'exploitation de systèmes électromagnétiques, piézoélectriques ou électrostatiques.

Transduction électromagnétique

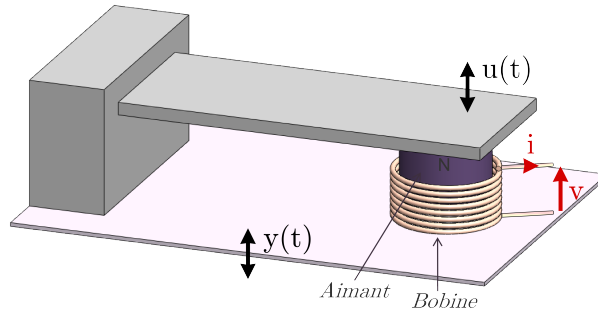


Figure 1.4 – Exemple de structure de transducteur électromagnétique

Un transducteur de type électromagnétique simple se compose d'un ou plusieurs aimants créant un champ magnétique constant, et d'une bobine plongée dans ce champ. Un système mécanique (classiquement résonant) tel qu'une poutre encastrée (figure 1.4) ou un ressort permet de générer un déplacement relatif $u(t)$ entre l'aimant et la bobine lorsque le système est excité par une vibration $y(t)$. Le changement au cours du temps du flux magnétique à travers la surface entourée par la bobine crée une tension V proportionnelle à la vitesse de changement du flux magnétique ϕ et au nombre de tours N de la bobine, selon la loi de Faraday (exprimée Equ. (1.1)).

$$V = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.1)$$

Une culasse ferromagnétique peut éventuellement être ajoutée autour de l'aimant dans l'objectif de canaliser les lignes de champ. Il existe de nombreuses manières différentes de disposer le ou les aimants par rapport à la bobine. Spreemann et al., du HSG-IMIT (Institute for Micromachining and Information Technology) et de l'Université de Freiburg en Allemagne, ont répertorié optimisé et comparé la puissance théoriquement récupérée par quelques structures communes, avec ou sans culasse ferromagnétique [14]. Les systèmes électromagnétiques présentent l'avantage d'une mise en oeuvre simple, avec des éléments technologiquement bien connus et performants. Ils permettent de générer de forts niveaux de courant au détriment de tensions faibles. Ces systèmes sont en outre bien adaptés pour des vibrations de faibles fréquences et forte amplitude, telles que celles liées aux mouvements du corps humain. L'intégration à l'échelle micrométrique est néanmoins plus difficile, du fait des faibles performances des aimants de tailles micrométriques, et du nombre de tours limité des bobines planaires.

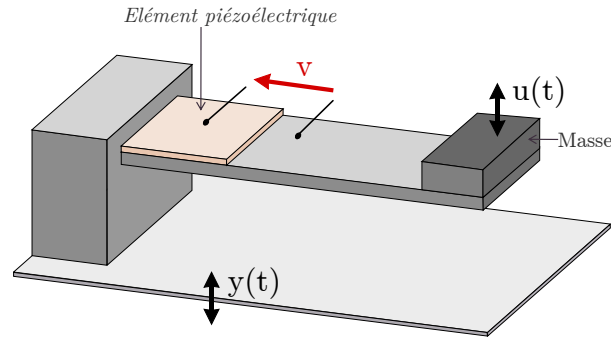


Figure 1.5 – Exemple de structure de transducteur piézoélectrique

Transduction piézoélectrique

Les transducteurs piézoélectriques reposent sur la propriété qu'ont certains matériaux non conducteurs de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique (effet direct), et inversement de se déformer mécaniquement sous l'application d'un champ électrique (effet inverse). Dans le cas de la récupération d'énergie, l'effet piézoélectrique direct est généralement exploité en couplant une céramique PZT à une structure résonante qui lui impose une déformation. La structure mécanique est dans la majorité des cas une poutre encastrée, sur laquelle une ou plusieurs céramiques sont liées (Figure 1.5). Les vibrations de la poutre induisent une déformation du matériau piézoélectrique, créant ainsi sa polarisation. Les systèmes piézoélectriques contrairement aux systèmes électromagnétiques produisent de forts niveaux de tensions pour de plus faibles courants, et sont adaptés pour des fréquences de vibrations plus élevées. Ils présentent l'avantage d'être plus adaptés aux techniques de fabrications MEMS et facilement miniaturisables.

Transduction électrostatique

Les générateurs de type électrostatique sont composés de deux plaques électriques isolées entre elles et pré-chargées qui vont avoir un déplacement relatif l'une par rapport à l'autre sous l'effet des vibrations extérieures. Si le générateur opère à charge constante, la diminution de la capacité du générateur, induite par la variation de distance entre les deux plaques, aura pour effet d'augmenter la tension du générateur, et de fait augmenter l'énergie potentielle stockée dans le condensateur. De la même manière, en fixant la tension, le mouvement des plaques a pour effet la production d'un courant du au mouvement des charges.

En 2002, Roundy et al. de l'Université de Californie comparent trois structures classiques de générateurs électrostatiques, représentés figure 1.6, et montrent que la structure de type "in plane gap closing" permet la plus forte densité de puissance (Pour une accélération de vibration de 2.25 ms^{-2} à 120 Hz une densité de puissance de $116 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ est théoriquement réalisable) [15].

Roundy et al. [11] ont évalué la densité de puissance des générateurs électrostatiques à $50 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ à une fréquence de 120 Hz et accélération de 2.5 ms^{-2} , et à $250 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ pour un générateur piézoélectrique dans les mêmes conditions. Malgré une densité de puissance a priori moins importante qu'avec d'autres modes de transduction, et l'inconvénient de nécessiter une source de tension annexe, les générateurs de ce type présentent l'avantage d'être particulièrement bien adaptés à des réalisations de dimensions microscopiques, et ont donc fait l'objet de nombreuses réalisations avec des techniques de fabrication MEMS.

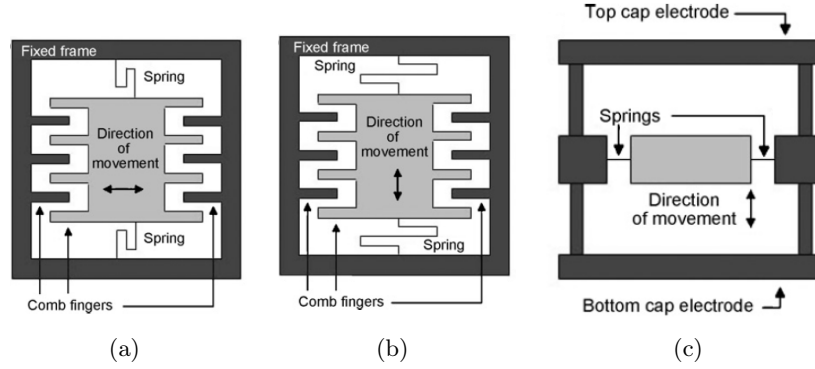


Figure 1.6 – Différents mécanismes électrostatiques. Les parties sombres représentent les éléments fixés, les parties claires les éléments mobiles.

Autres modes de transduction

D'autres microgénérateurs font appel aux propriétés magnétostrictives des matériaux ferromagnétiques, c'est à dire leur capacité de se déformer sous l'application d'un champ magnétique. Le matériau le plus couramment employé, du fait de ses bonnes propriétés magnétostrictives, est le Tefénol D : à saturation magnétique, la déformation relative maximale de ce matériau peut atteindre $1.6 \mu\text{m}/\text{cm}$. Dans le cadre de la récupération d'énergie, des générateurs ont été développés mettant en oeuvre l'effet magnétostrictif seul. C'est le cas de Wang et al. de North Carolina State University, qui exploitent l'effet magnétostrictif inverse, en plaçant un matériau magnétostrictif directement sur une poutre [16]. La déformation provoque un champ magnétique qui va varier à l'intérieur d'une bobine, créant un courant électrique (Figure 1.7(a)). Leur prototype récupère $200 \mu\text{W}$ et 0.15 V à 58 Hz .

Une deuxième approche pour l'utilisation des propriétés du Terfenol D est l'exploitation des contraintes importantes générées pour déformer un matériau piézoélectrique pris en sandwich entre deux plaques magnétostrictives (Figure 1.7(b)). Ce type de convertisseur hybride PZT-Terfenol a par exemple été mis en oeuvre par Dai et al. de l'Université de Chongqing en Chine, qui récupèrent une puissance de 1.1 mW pour 1 g d'accélération, à 50 Hz [17].

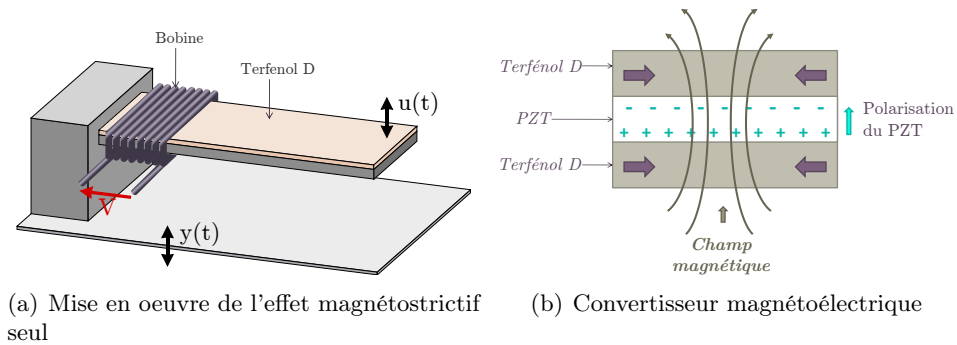


Figure 1.7 – Principes d'utilisation de l'effet magnétostrictif pour la récupération d'énergie

Comparaison qualitative

Différentes études ont pu récapituler les avantages et inconvénients des principaux modes de transductions mis en oeuvre pour la récupération d'énergie, mettant en regard par exemple les facilités d'intégration des systèmes électrostatiques, les faibles tensions

Type	Avantages	Inconvénients
Electromagnétique	<ul style="list-style-type: none"> - Forts couplages - Pas de matériaux intelligents 	<ul style="list-style-type: none"> - Intégration MEMS difficile - Faibles tensions générées
Piézoélectrique	<ul style="list-style-type: none"> - Compact - Compatible avec intégration MEMS - Fortes tensions générées - Fort couplage pour les monocristaux 	<ul style="list-style-type: none"> - Dépolarisation - Faible couplage pour les polymères frittés (PVDF) - Fragilité des couches piézo - Haute impédance
Electrostatique	<ul style="list-style-type: none"> - Compatible avec fabrication MEMS - Fortes tensions générées 	<ul style="list-style-type: none"> - Source de tension ou charge externe requise - Contraintes mécaniques requises - Capacitif
Magnetostrictif	<ul style="list-style-type: none"> - Fort couplage - Pas de dépolarisation - Flexibilité 	<ul style="list-style-type: none"> - Intégration MEMS difficile - Fragilité - Effets non linéaires - Besoin éventuel d'aimants de polarisation

Table 1.2 – Caractéristiques comparées de différents types de transducteurs.

produites des générateurs électromagnétiques ou bien la forte impédance de sortie des générateurs piézoélectriques [18]. Ces remarques d'ordre général sont regroupées dans le tableau 1.2.

Des modèles plus ou moins globaux ont été développés, notamment concernant les générateurs piézoélectriques et électromagnétiques pour en comparer plus précisément les performances. Ainsi Poulin et al. du laboratoire SATIE, de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, présentent deux modèles comparables pour les générateurs piézoélectriques et électromagnétiques, ainsi qu'une étude numérique permettant de mettre en avant les fortes dualités des deux systèmes, concernant les niveaux de tensions ou courants produits, l'ordre de grandeur de leurs fréquences de résonance ou encore les niveaux de déplacement d'entrée adaptés à chaque système [19]. La modélisation de systèmes piézoélectriques ou électromagnétiques sera détaillée dans le Chapitre 2.

1.2.2 Circuit d'extraction de l'énergie

Circuit d'extraction traditionnel

L'énergie électrique générée par le transducteur n'est pas directement exploitable pour alimenter un dispositif de stockage. Un circuit d'extraction de l'énergie doit être utilisé, et ses performances optimisées pour convertir de manière optimale l'énergie récupérée (Figure 1.8). Son rôle principal est de convertir les tensions alternatives générées en tensions continues, d'adapter leurs niveaux à ceux nécessités par le système de stockage utilisé, et de les réguler de manière à générer des tensions indépendantes de la source ou des variations de charge. Enfin, les pertes engendrées doivent être minimisées et cette conversion doit être effectuée de manière autonome, c'est à dire sans nécessiter de source de puissance extérieure. La structure du circuit doit également tenir compte des caractéristiques électriques

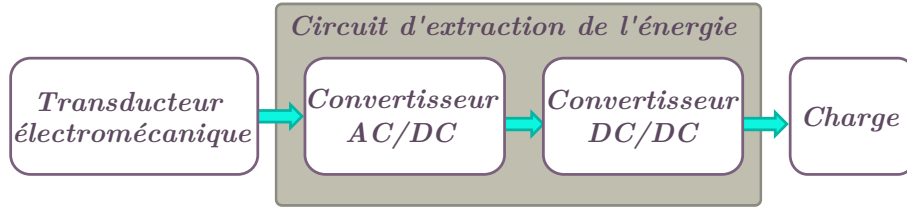


Figure 1.8 – Structure d'un circuit d'extraction classique.

du générateur, par exemple de son impédance ou des tensions générées.

Le premier étage de conversion est composé d'un redresseur permettant de convertir les tensions alternatives générées aux bornes d'un élément piézoélectrique ou dans la bobine d'un générateur électromagnétique en tensions continues. Pour faire face aux faibles tensions générées par des générateurs électromagnétiques non optimisés, par des générateurs de type MEMS, ou sous faible amplitude de sollicitation, des solutions dédiées ont été développées permettant la conversion de très basses tensions : En 2007 Marzencki et al. du laboratoire TIMA, de l'Institut Polytechnique de Grenoble, proposent un redresseur multiplicateur de tension basé sur des diodes à très faible tension de seuil constituées par des transistors DTMOS [20]. Le générateur piézoélectrique et son circuit permettent de charger un supercondensateur même dans le cas de très faibles accélérations. Li et al. en 2000 [21] utilisent un redresseur quadrupleur de tension pour convertir l'électricité fournie par un transducteur électromagnétique. Les tensions continues récupérées de 2.3 V permettent d'alimenter un transmetteur infrarouge opérant à partir de 1.8 V de tension d'entrée. Les faibles courants produits par les éléments piézoélectriques, et l'intégration CMOS des composants nécessite de réduire au maximum les pertes induites dans le circuit. Les travaux de Guo et Lee en 2007 [22] ont dans cet objectif permis de développer un redresseur implanté, de 95 % de rendement.

Dans un deuxième temps les tensions générées par un transducteur et redressées sont en général régulées par l'intermédiaire d'un convertisseur DC/DC. Cette étape permet d'adapter les tensions générées au niveau de la charge, ou bien de maximiser la puissance transférée de la source à la charge en adaptant l'impédance du circuit à celle du transducteur. Ainsi en 1998, Amirtharajah et al. du MIT [23] présentent un circuit électronique composé d'un redresseur et d'un convertisseur DC/DC régulant la tension produite par un générateur électromagnétique permettant d'alimenter un DSP opérant à 500 kHz. Pour assurer un transfert de puissance maximal de la source à la charge, Kim et al. de l'Université de Texas [24] étudient par exemple des méthodes d'adaptation d'impédance, et montrent que l'utilisation d'un convertisseur DC/DC permet d'augmenter la puissance récupérée par un élément piézoélectrique d'un facteur 7. Ottman et al. en 2002 [25] proposent un circuit hacheur abaisseur de tension dont le rapport cyclique s'adapte automatiquement pour maximiser la puissance récupérée par un élément piézoélectrique et chargée dans une batterie. Ils montrent que la puissance est améliorée de 400 % par rapport à un circuit sans convertisseur DC/DC. De tels circuits sont également développés pour les générateurs électromagnétiques : Cao et al. en 2007 [26] réalisent un microgénérateur électromagnétique et un circuit intégré consistant en un redresseur et un convertisseur boost avec un contrôle feedforward et feedback permettant d'adapter le rapport cyclique du convertisseur en fonction de la tension d'entrée. Les tests montrent que le système permet efficacement de récupérer 35 mW sur un supercondensateur.

Techniques non linéaires

Des techniques non linéaires d'extraction de l'énergie ont été proposées pour les transducteurs piézoélectriques, basées sur des approches développées pour l'amortissement vibratoire de structures [27]. Les technique SSHI (Synchronized Switch Harvesting on Inductor) consistent à commuter l'élément piézoélectrique sur une inductance en synchronisation avec les maxima de déplacement. Lefeuvre et al. [28] montrent que cette technique permet d'augmenter significativement la puissance récupérée par des systèmes peu couplés ou non résonants. Le circuit a en outre été autoalimenté et les résultats expérimentaux montrent une consommation de moins de 5 % de la puissance générée [29]. Cette technique a notamment été mise en oeuvre au sein d'un récepteur autonome dans l'objectif de réaliser un réseau sans fil de capteurs pour la surveillance santé [30]. Les résultats montrent la faisabilité de la réalisation d'un tel réseau autonome, ainsi que les avantages de l'utilisation de cette technique.

L'approche SECE (Synchronized Electrical Charge Extraction) [31, 28] permet d'optimiser la puissance récupérée (jusqu'à 400 % de gain à déplacement constant par rapport à un circuit classique d'adaptation d'impédance), et présente l'avantage de s'affranchir des circuits difficiles à autoalimenter d'adaptation d'impédance dans la mesure où la puissance récupérée ne dépend plus de la charge.

Peu d'études s'intéressent à l'optimisation du circuit d'extraction pour un générateur électromagnétique. En 2006 Ammar et al. [32] développent le circuit SSHC (Synchronized Switch Harvesting on a Capacitor), commutant l'élément piézoélectrique sur une capacité aux extrema de tension, et envisagent dans les perspectives l'étude de ce circuit pour un générateur électromagnétique. En 2008, Lallart et al. [33] étend les perspectives des techniques non linéaires développées pour l'amortissement vibratoire avec transducteur piézoélectrique, aux transducteurs électromagnétiques.

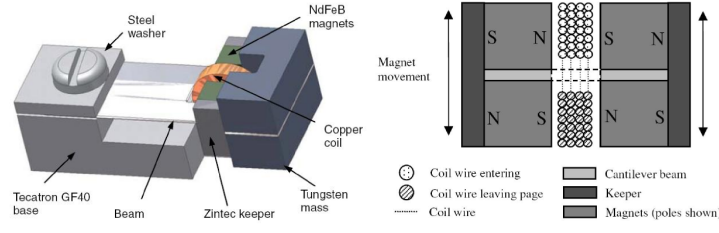
1.2.3 Systèmes de stockage et gestion de l'énergie

L'énergie récupérée par ces différents systèmes n'est pas suffisante pour pouvoir alimenter directement la plupart des systèmes électroniques. Il est donc nécessaire de stocker l'énergie et de l'accumuler jusqu'à ce qu'elle atteigne un niveau suffisant. La solution la plus directe est de charger un condensateur fournissant la puissance durant de courtes périodes. Starner en 1996 [34] discute des avantages relatifs du stockage dans un condensateur, ou une batterie rechargeable, notamment pour le cas d'éléments piézoélectriques récupérant l'énergie du corps humain. En 2004, Sodano et al. [35] étudient la possibilité de charger une batterie rechargeable à partir d'éléments piézoélectriques pour s'affranchir des limites liées aux capacités de stockage d'un condensateur. Ils montrent la possibilité de charger une batterie en moins d'une heure grâce à des éléments piézoélectriques.

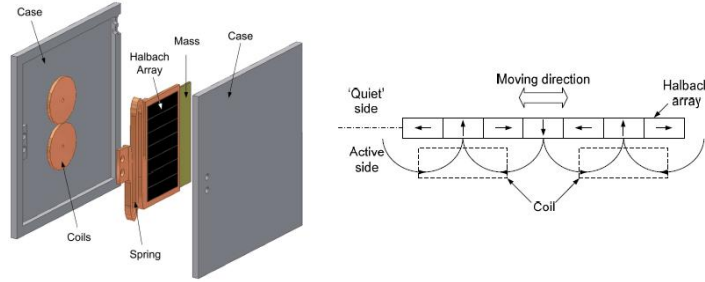
1.3 Etat de l'art des récupérateurs d'énergie piézoélectriques et électromagnétiques

1.3.1 Générateurs électromagnétiques

Williams et Yates [36] et Shearwood et Yates [36] en 1996 et 1997 ont montré la faisabilité de la récupération d'énergie à partir de vibrations ambiantes, et ont développé parmi les premiers un générateur électromagnétique composé d'une membrane flexible surmontée d'un aimant, et d'une bobine planaire, le tout générant 3 pW. Par la suite d'autres



(a) Beeby et al. 2007 [39]



(b) Zhu et al. 2011 [41]

Figure 1.9 – Générateurs électromagnétiques développés par l'Université de Southampton.

microgénérateurs ont été développés, faisant intervenir des procédés de réalisations dits classiques, ou bien nécessitant des techniques de fabrication MEMS.

Concernant les réalisations macroscopiques, l'université de Southampton a développé depuis 2001 plusieurs prototypes dont la structure met en jeu 2 ou 4 aimants permanents fixés face à face à l'extrémité libre d'une poutre mécanique encastrée, et une bobine de cuivre prenant place entre les aimants au sein du champ magnétique [37] (Figure ??). En 2004, Glynne-Jones et al [38] récupèrent avec une telle structure de 3.15 cm^3 montée sur le moteur d'une voiture, une puissance maximale de 3.9 mW et moyenne de $157 \mu\text{W}$ sur un trajet de 1.24 km à une vitesse moyenne de 25 km/h . En 2007, Beeby et al. [39, 40] développent une version miniaturisée de ce générateur d'un volume total de 0.15 cm^3 produisant $58 \mu\text{W}$ pour une vibration ambiante d'accélération 0.59 ms^{-2} et de fréquence 52 Hz (Figure 1.9(a)). Il est montré que ce générateur permet d'alimenter un système capteur sans fil (comprenant un microcontrôleur, un accéléromètre et un transmetteur RF) grâce aux vibrations d'un climatiseur ou bien d'un compresseur d'air industriel. Enfin, Zhu et al. de la même université développent en 2011 une nouvelle structure planaire de 4 mm d'épaisseur, basée sur un arrangement des aimants permettant un fort gradient de flux magnétique et un encombrement réduit (arrangement de type "Halbach"), comme montré figure 1.9(b) [41]. Le générateur excité à 0.3 g récupère une puissance moyenne de $120 \mu\text{W}$ à 44.9 Hz .

Ces générateurs, basés sur l'utilisation d'un système mécanique (très souvent une poutre) résonant doivent être développés pour une vibration de caractéristiques données et peu changeantes, notamment concernant la fréquence de vibration. C'est le cas en général des vibrations présentes en milieu industriel. Si la fréquence de vibration s'éloigne de la fréquence de résonance du générateur, la puissance récupérée diminue alors fortement. Des systèmes ont également été développés permettant d'élargir la bande de fréquences récupérées ou bien en vue de récupérer efficacement des déplacements beaucoup moins réguliers tels que ceux liés aux mouvements du corps humain. Dans le premier cas, une solution immédiate est d'assembler plusieurs générateurs à des fréquences de résonance différentes. C'est le cas du générateur développé par Sari et al. [42] constitué d'un assemblage de 35

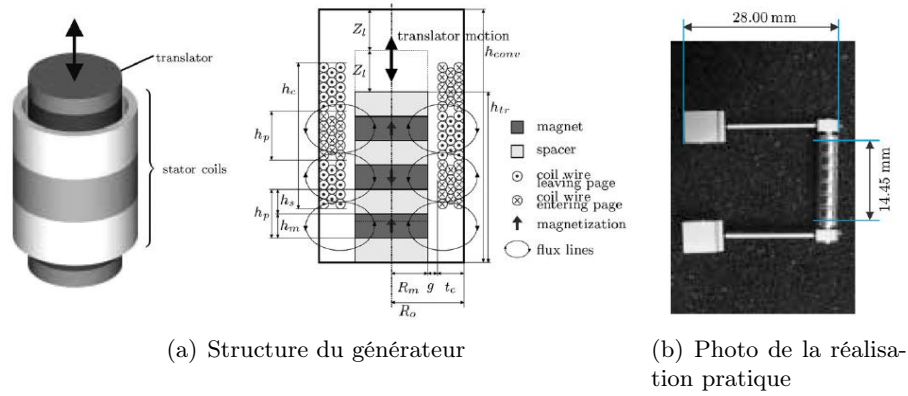


Figure 1.10 – Générateur électromagnétique développés par Von Büren et Tröster [45], pour récupérer des vibrations de forte amplitude.

poutres de longueurs différentes. Chaque poutre supporte une bobine qui va se déplacer au dessus d'un aimant fixe. Ce générateur génère $0.4 \mu\text{W}$ sur une bande de fréquences de 800 Hz (de 4.2 à 5 kHz). Une deuxième approche consiste à ajuster la fréquence de résonance d'un générateur, ci-possible automatiquement, en fonction de la vibration. Zhu et al. [43] en ajoutant sur leur générateur deux aimants créant une force axiale sur la poutre permettent à leur générateur de "suivre" la vibration ambiante de 67.6 Hz jusqu'à 98 Hz. Sur cette plage, une puissance maximale de $157 \mu\text{W}$ est récupérée pour une accélération de 0.588 ms^{-2} . D'autres travaux se focalisent sur l'exploitation de phénomènes mécaniques non linéaires tels que des poutres multimodales. Les travaux de Yang et al. [44] ont abouti à la réalisation d'un générateur électromagnétique basé sur trois aimants permanents fixés le long d'une poutre, et vibrant au dessus de trois bobines exploitant trois modes de vibration aux fréquences de 346, 948 et 1145 Hz. Ils récupèrent une puissance maximale de $3.2 \mu\text{W}$ pour une accélération de vibration de 0.76 g.

La structure la plus récurrente pour récupérer les vibrations de larges amplitudes, et notamment les vibrations erratiques du corps humain est constituée d'un tube dans lequel circule un ou plusieurs aimants permanents repoussés ou non aux extrémités du tube (par exemple par un aimant à polarité inversée jouant le rôle de ressort magnétique). Une bobine est enroulée autour du tube pour récupérer les variations de champ magnétique. Cette structure a été notamment mise en oeuvre en 2006 par Sterken et al. de l'Imek et de l'ESAT en Belgique [46] dans l'objectif de récupérer des vibrations industrielles de très larges amplitudes. Le prototype testé sur un outil bougeant avec une amplitude de 50 cm et une fréquence de 5 Hz, récupère 0.29 mW. En 2008 Saha et al. du Tyndall National Institute en Irlande [47] testent une structure similaire dans un sac à dos lors de marche rapide ou de course : le générateur d'un volume de 12.4 cm^3 produit entre 0.3 mW et 2.46 mW. En 2012, Rahimi et al. du Middle East Technical University en Turquie développent un système de 4.5 cm^3 comprenant le générateur électromagnétique, un circuit de redressement et une capacité de stockage, et délivrant $11.6 \mu\text{W}$ à 12 Hz [48]. Enfin, Von Büren et Tröster du Swiss Federal Institute of Technology [45] proposent en 2007 un structure similaire multipolaire (Figure 1.10) d'un volume de 0.5 cm^3 (et d'un volume pratique global de 30.4 cm^3) récupérant $35 \mu\text{W}$ sur une résistance adaptée lorsqu'il est monté sous un genou lors d'une marche.

Malgré les faibles puissances des aimants planaires, et la limite en nombre de tours des bobines planaires, limitant les niveaux de tensions produites à de faibles valeurs, des structures miniaturisées de générateurs électromagnétiques faisant appel aux techniques de réalisation MEMS ont été développées. Ces systèmes sont globalement composés d'un

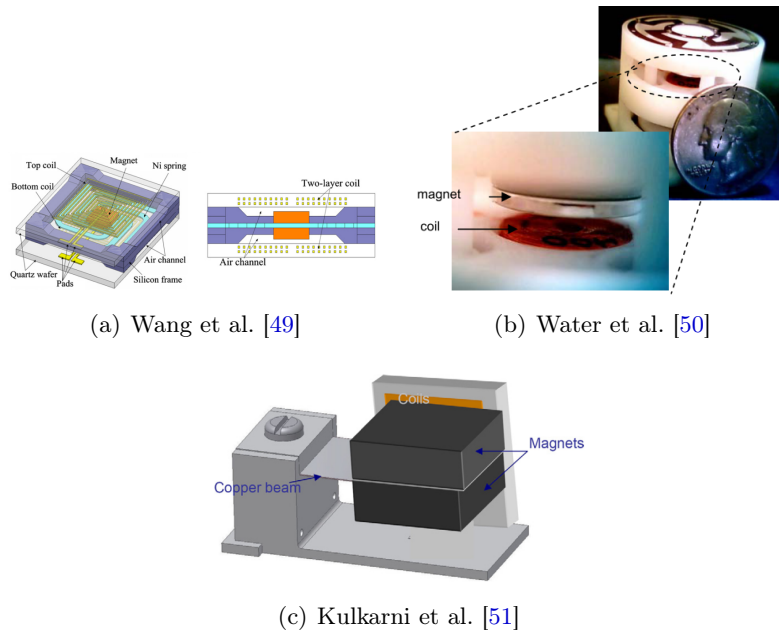
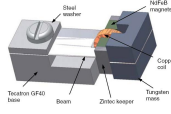
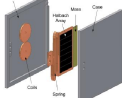

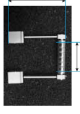
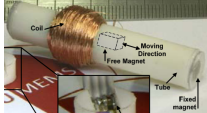
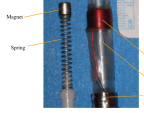
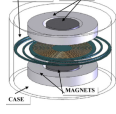
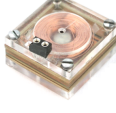
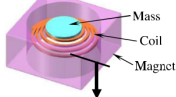

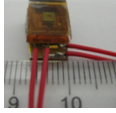


Figure 1.11 – Générateurs électromagnétiques MEMS.

aimant miniature concentrant la masse dynamique du système au centre d'un ressort spiral planaire, ou à l'extrémité d'une poutre en silicone. Une ou plusieurs couches de bobines planaires sont ajoutées de part et d'autre de cet ensemble. En 2000, Li et al. de l'Université de Hong Kong [21] présentent un générateur d'un volume total de 1 cm^3 , utilisant un ressort planaire spiral micro-usiné en cuivre. Après redressement, la puissance récupérée permet d'alimenter un transmetteur IR lors de l'envoi de trains de 140 ms. Les travaux de Wang et al. de Anhui University en Chine depuis 2007 [49] ont permis de réaliser un générateur d'une structure similaire, de 0.32 cm^3 (figure 1.11(a)) récupérant $21.2 \mu\text{W}$ à 280 Hz et 8 ms^{-2} . En 2003, Lee et al. ont réalisé un générateur électromagnétique de la taille d'une pile AA standard, comprenant une bobine de cuivre et un aimant supporté par un ressort micro-usiné, ainsi qu'un circuit intégré de redressement de la tension et de stockage. Les résultats expérimentaux montrent une puissance récupérée de 0.83 mW et tension de 2.6 Vpp , pour une vibration extérieure d'amplitude $150 \mu\text{m}$. Water et al. [50] pour des travaux de l'entreprise Lumedyne en collaboration avec SPAWAR Systems Center, ont réalisé un générateur de 27 cm^3 composé d'un ressort en acier supportant un aimant en regard avec une bobine enroulée classiquement. Testé sur un pot vibrant à une accélération de 0.1 g et fréquence d'environ 55 Hz , ils récupèrent 1.2 mW après redressement. Enfin, ils montrent que ce générateur permet d'alimenter un émetteur-récepteur équipé de 4 capteurs (le Crossbow mica2) en récupérant des vibrations de 0.3 g à 70 Hz . Sardini et al. de l'Université de Brescia en Italie proposent une nouvelle configuration des éléments : la bobine planaire est disposée sur une membrane en polymère mobile, le tout entouré de deux couches d'aimants face à face. Plusieurs matériaux sont étudiés pour le résonateur, et à titre d'exemple pour une membrane en Latex $153 \mu\text{W}$ sont récupérés à 40 Hz pour une accélération de 1 g . Chang et al. du MIT [52] ont développé un microgénérateur destiné à récupérer les mouvements générés sur un papillon de nuit lors de son vol. Le générateur soumis à de fortes contraintes de taille et de masse pèse 1.28 g . Sa structure est constituée d'un ressort compact supportant trois aimants permanents sur un coeur magnétique, le tout vibrant verticalement autour d'une bobine triphasée sur circuit imprimé. A sa fréquence de résonance de 25.8 Hz ce générateur récupère une puissance maximale non redressée de 0.9 mW . En 2008, Kulkarni et al. du Tyndall National Institute [51] ont réalisé 3 prototypes

de générateurs électromagnétiques en silicone basé sur des structures légèrement différentes pour un volume de 0.1 cm^3 . Le prototype C constitué d'un aimant NdFeB sur une poutre mobile entre deux bobines planaires génère une puissance maximale de 586 nW à 60 Hz pour une accélération de 8.83 ms^{-2} .

Pour conclure, le tableau 1.3 récapitule les performances de générateurs électromagnétiques de la littérature. Pour chaque générateur sont reportés la puissance maximale récupérée sur une charge résistive optimale (ou après redressement si spécifié), l'accélération de la vibration γ et sa fréquence f_0 , ainsi que la densité de puissance normalisée, définie comme la densité de puissance divisée par l'accélération au carré.

	Ref	P (mW)	V (cm^3)	γ (m.s^{-2})	f_0 (Hz)	NPD
	[40]	0.058	0.15	0.59	52	1110
	[41]	0.12	12.1	2.94	44.9	1.15
	[47]	0.015	12.4	0.38	8	8.13
	[45]	0.035	0.5 - 30.4	-	-	-
	[48]	0.012	4.5*	2.21	12	0.53
	[53]	0.008	2.3	1	112	3.48
	[54]	0.29	8.6	9.8	102	0.35
	[55]	0.36	1.45	9.8	100	2.56
	[56]	2.54	0.58	6	71.5	122
	[50]	1.2	27*	0.98	55	46.28
	[49]	0.021	0.32	8	180	1.04

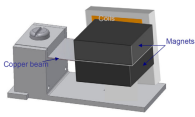
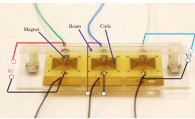
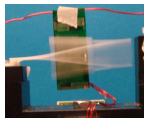
	[51]	$0.586e^{-3}$	0.1	8.83	60	75
	[44]	0.0032	> 5	7.45	948	~ 0.01
	[52]	0.9	≈ 2	-	25.8 -	

Table 1.3 – Volume (V), puissance maximale récupérée (P) et densité de puissance normalisée $NPD = P_{MAX}/(\gamma^2 V)$ de générateurs électromagnétiques de la littérature, pour une vibration d'accélération γ et de fréquence f_0 . (* indique que le volume prend en compte l'électronique).

1.3.2 Générateurs piézoélectriques

Les générateurs piézoélectriques sont classiquement constitués d'une poutre encastree à une extrémité sur laquelle sont fixées une ou plusieurs céramiques piézoélectriques. L'utilisation d'une poutre permet l'amélioration du couplage mécanique de la structure, entraînant une contrainte élevée sur le matériau piézoélectrique. Des modèles ont été développés [57, 58, 59, 60] pour simplifier le design ou par exemple prendre en compte les non linéarités induites lors de forts déplacements [61], et des prototypes réalisés, permettant de valider expérimentalement cette structure [62, 59, 58, 60, 63]. En 2003, un tel générateur d'un volume de 1 cm^3 , développé par Roundy et al. [64], récupère $375 \mu\text{W}$ pour une vibration d'accélération 2.5 ms^{-2} à 120 Hz. Il est montré que ce générateur permet d'alimenter un radio transmetteur de 1.5 GHz. Un autre exemple proposé à l'Université de Southampton est un noeud de réseau de capteur alimenté par un générateur piézoélectrique intégré [65]. L'ensemble, de la taille d'une carte de crédit, a été conçu pour fonctionner lorsque soumis à des vibrations de 67 Hz et de 3.9 ms^{-2} , correspondant aux vibrations maximales mesurées sur un hélicoptère en vol. En ces conditions, le générateur récupère une puissance maximale de $240 \mu\text{W}$.

Des structures de type diaphragme ont été également étudiées, utilisant un élément piézoélectrique de forme cylindrique [66]. Par exemple le générateur développé par Chen et al. (figure 1.12) [67] d'un volume de 0.23 cm^3 récupère 12 mW à 113 Hz, et pour une accélération de vibration de 1 g.

Enfin, l'énergie du corps humain est également une cible pour le développement de structures piézoélectriques récupératrices d'énergie. Citons les chaussures piézoélectriques, développées à l'Université de Cambridge, qui permettent de générer une puissance moyenne de 2 mW lors du choc du talon sur le sol à une fréquence d'environ 1 Hz [68], un générateur flexible basé sur un polymère piézoélectrique récupérant 0.21 mW monté sur un doigt se pliant et dépliant à la fréquence de 3 Hz [69], ou encore des nanofils piézoélectriques développés à l'Université de Georgie [70, 69], qui intégrés sur des fibres textiles pourraient à terme permettre de générer une densité de puissance de 20 à 80 mW par m^3 .

Les caractéristiques de différents générateurs piézoélectriques de la littérature sont récapitulées dans le tableau 1.4.

Table 1.4 – Volume (V), puissance maximale récupérée (P) et densité de puissance normalisée $NPD = P_{MAX}/(\gamma^2 V)$ de générateurs piézoélectriques de la littérature, pour une vibration d'accélération γ et de fréquence f_0 . (* indique que le volume prend en compte l'électronique).

1.3.3 Générateurs commercialisés

L'entreprise PMG Perpetuum Ltd basée à Southampton [72], offre une gamme de générateurs de type électromagnétique disponibles commercialement pour les marchés de la surveillance des procédés industriels, de la maintenance industrielle liée à l'état du matériel ou des transports ferroviaires. Le générateur PMGFSH, d'un volume total de 130 cm^3 permet de récupérer de 1 mW à 0.25 ms^{-2} à 50 mW à 9.8 ms^{-2} autour d'une fréquence de 100 Hz . Ferro Solutions [73] propose également un récupérateur d'énergie de type électromagnétique, le VEH460, de volume 170 cm^3 , qui récupère entre 0.3 mW pour une accélération de 25 mg , et 5.2 mW à 100 mg pour des fréquences de vibrations proches de 60 Hz (pour une bande passante de 3 Hz). EnOcean [74] commercialise des capteurs autonomes sans fil, ainsi qu'un interrupteur récupérateur d'énergie de type électromagnétique (ECO 200), d'un volume de 4 cm^3 récupérant entre 120 et $210 \mu\text{J}$ à 2 V . L'entreprise propose également des récupérateurs d'énergie de type thermique ou photovoltaïque. Microstrain [75] développe des réseaux de capteurs autonomes, et propose pour cette application, le PVEH Harvester basé sur un système piézoélectrique, et le MVEH Harvester, basé sur un système électromagnétique. Le premier, d'un volume de 66.7 cm^3 permet de récupérer 30 mW à 14.7 ms^{-2} et 1 kHz , le second, adapté à des vibrations de fréquences plus faibles, permet de récupérer 4 mW à 1.96 ms^{-2} et 20 Hz . L'entreprise Mide technology [76] propose une gamme de récupérateurs piézoélectriques visant l'alimentation de capteurs autonomes sur des véhicules (hélicoptères, capteur de pression des pneus...), de réseaux de capteurs déployés pour la surveillance de production industrielle, ou bien mis en oeuvre dans des opérations d'extraction et de traitement du pétrole ou du gaz. Par exemple, le générateur "Vulture PEH25w", d'un volume de 40.5 cm^3 permet de récupérer 4.5 mW à 40 Hz pour une vibration d'accélération 1 g . AdaptivEnergy [77] commercialise le "Joule Thief", générateur piézoélectrique, de 35 cm^3 qui récupère environ 250 mW à 60 Hz et 2 ms^{-2} . Enfin, citons l'entreprise Advanced Cerametrics Inc. [78] qui développe une gamme de "Harvestor power module" centrés sur différentes fréquences de 30 à 220 Hz de type piézoélectrique. Par exemple le modèle H60 de volume 140 cm^3 excité à 60 Hz et 3 g transfère 32 J en 20 s dans une capacité de 1 mF .

Finalement, la figure 1.15 représente la densité de puissance normalisée NPD des différents générateurs électromagnétiques et piézoélectriques cités précédemment, en fonction du volume du générateur (figure 1.15(a)), ou en fonction de la fréquence (figure 1.15(b)). Si les générateurs piézoélectriques semblent plus performants pour des volumes inférieurs à 1 cm^3 , peu sont adaptés aux fréquences basses comprises entre 10 et 50 Hz . Les générateurs disponibles commercialement restent quant à eux à des volumes aux alentours de 100 cm^3 .

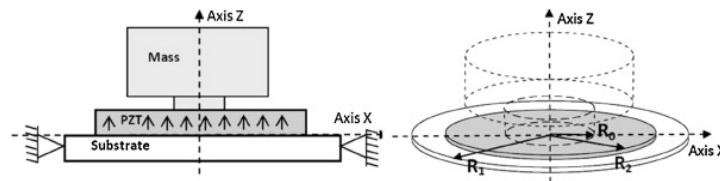


Figure 1.12 – Générateur piézoélectrique de type diaphragme, développé par Xu et al.

	Ref	Type	P (mW)	V (cm^3)	$\gamma(m.s^{-2})$	f_0 (Hz)	NPD
	[77]	PEG	250	35	2	60	1790
	[76]	PEG	4.5	40.5	9.8	40	1.16
	[75]	PEG	30	4	14.7	1000	2.08
	[78]	PEG	1.7	140	29.4	60	0.014
	[75]	EMG	4	166	1.96	20	6.28
	[73]	EMG	0.3	170	0.25	60	29.4
	[72]	EMG	1	130	0.25	100	123
	[74]	EMG	1	4	-	-	-

Table 1.5 – Volume (V), puissance maximale récupérée (P) et densité de puissance normalisée $NPD = P_{MAX}/(\gamma^2 V)$ de générateurs disponibles commercialement, pour une vibration d'accélération γ et de fréquence f_0 .



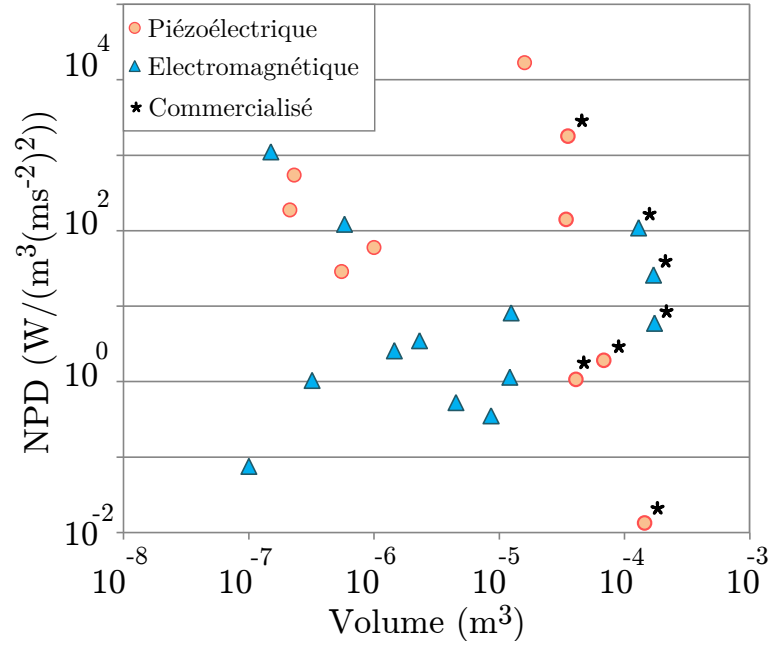
(a) Générateur électromagnétique MVEH (b) Générateur piezoélectrique PVEH

Figure 1.13 – Générateurs électromagnétique et piezoélectrique de Microstrain.

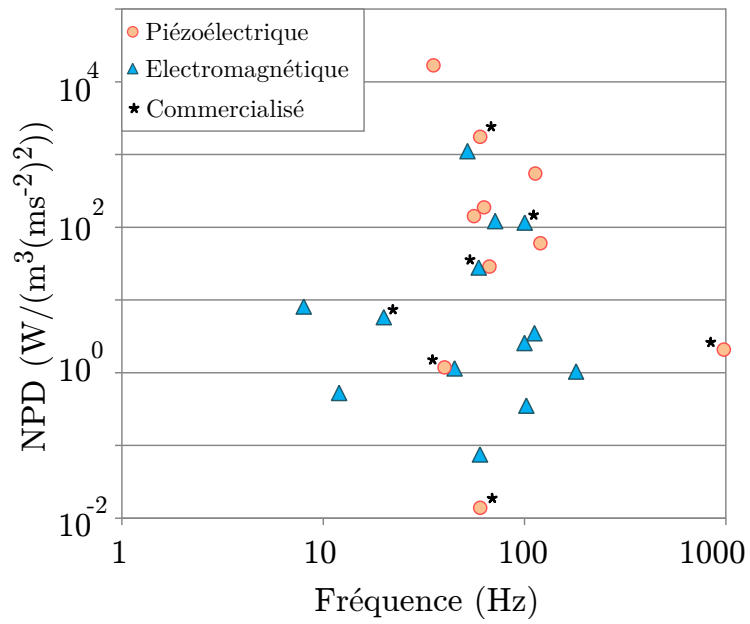


(a) Générateur PMG (b) Générateur Eco 200 d'En-FSH de Perpetuum ocean

Figure 1.14 – Générateurs électromagnétiques commercialisés.



(a) En fonction du volume



(b) En fonction de la fréquence

Figure 1.15 – Densité de puissance normalisée en fonction du volume et de la fréquence de différents générateurs reportés dans la littérature.

2

Modélisation et comparaison des générateurs électromagnétiques et piézoélectriques

Sommaire

2.1	Introduction	23
2.2	Modélisation normalisée d'un générateur piézoélectrique (PEG) ou électromagnétique (EMG)	23
2.2.1	Modèle d'un PEG	24
2.2.2	Modèle d'un EMG	25
2.2.3	Paramètres caractéristiques	26
2.2.4	Modèle normalisé commun	27
2.3	Puissance récupérée sur charge résistive par un PEG ou un EMG	28
2.3.1	Expression normalisée de la puissance	28
2.3.2	Evolution théorique de la puissance en fonction des paramètres caractéristiques	30
2.3.3	Evolution théorique de la puissance en fonction du volume d'un EMG	34
2.3.4	Etude numérique de la bande passante	35
2.4	Validation expérimentale du modèle	36
2.4.1	Dispositifs expérimentaux	36
2.4.2	Mesure des paramètres caractéristiques	37
2.4.3	Résultats expérimentaux	38
2.4.4	Dualités	39
2.5	Comparaison des paramètres caractéristiques d'un générateur électromagnétique ou piézoélectrique	40
2.5.1	Ordre de grandeur des paramètres caractéristiques de générateurs de la littérature	40
2.6	Conclusion	42

2.1 Introduction

Les systèmes de type piézoélectrique (PEG) ou électromagnétique (EMG) pour la récupération d'énergie des vibrations ambiantes ont été largement étudiés, et ont fait l'objet de nombreuses réalisations macroscopiques ou microscopiques. Des modèles ont été proposés dans l'objectif de prévoir les niveaux de puissance récupérés par un générateur, mais peu s'intéressent à la comparaison des performances de ces deux technologies.

De manière générale, ces générateurs sont modélisés par un système masse-ressort-amortisseur, proposé par Williams et Yates [36], dans lequel l'amortisseur représente le processus de récupération d'énergie ainsi que les pertes mécaniques. Néanmoins, ce modèle a l'inconvénient de ne pas tenir compte des éventuelles pertes électriques. Dans le cas des PEGs, ces pertes sont des pertes diélectriques généralement très faibles, et négligeables. Dans le cas d'un EMG cependant ces pertes sont principalement dues à la résistance de la bobine, et ne peuvent globalement pas être négligées.

Mitcheson et al [79] ont proposé deux modèles pour étudier les générateurs résonants récupérateurs d'énergie. Ils proposent un modèle global permettant notamment de comparer ces deux technologies aux générateurs de type électrostatiques. Cependant, cette modélisation omet certaines limitations telles que l'amortissement vibratoire dû aux pertes parasites mécaniques.

Poulin et al [19] ont comparé les PEGs et EMGs, et montré à travers un exemple numérique leurs dualités de fonctionnement, notamment concernant les tensions ou courants produits, leur impédance de sortie ou encore les niveaux de forces et de déplacement adaptés à chaque système.

Ce chapitre présente un modèle normalisé permettant d'étudier et de comparer le fonctionnement de générateurs récupérateurs d'énergie vibratoire de types piézoélectrique et électromagnétique. Ce modèle tient compte des pertes électriques ainsi que de l'inductance du générateur dans le cas d'un EMG. Les normalisations utilisées permettent d'écrire l'expression de la puissance récupérée de manière identique quel que soit le transducteur considéré. Cette expression dépend seulement de 3 paramètres caractéristiques inhérents au générateur. Dans une deuxième partie, les ordres de grandeur de ces paramètres caractéristiques sont étudiés, et les différences ou complémentarités des deux modes de transduction sont mises en avant.

2.2 Modélisation normalisée d'un générateur piézoélectrique (PEG) ou électromagnétique (EMG)

Les générateurs résonants de types piézoélectriques ou électromagnétiques exploitent pour convertir l'énergie mécanique le déplacement induit par la vibration d'excitation. Ces systèmes inertiels sont classiquement modélisés par un système masse-ressort-amortisseur du deuxième ordre, comme représenté figures 2.1(a) et 2.2(a), composé d'une masse M , d'un ressort de raideur K et d'un amortisseur D . Il est supposé que le système est excité autour de sa fréquence de résonance par une force d'amplitude constante appliquée sur le cadre : $F = M\gamma = M\ddot{y}$. Cette excitation crée un déplacement relatif $u(t)$ entre la masse et le support, qui va permettre la conversion de l'énergie grâce au transducteur de type piézoélectrique ou électromagnétique.

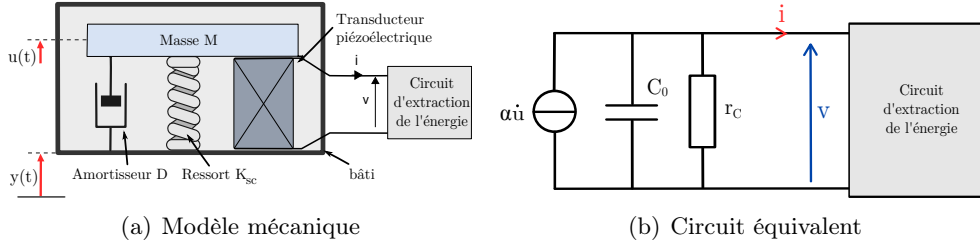


Figure 2.1 – Modèle d'un générateur piézoélectrique.

2.2.1 Modèle d'un PEG

Un générateur piézoélectrique peut être modélisé électriquement comme une source de courant proportionnelle à la vitesse de vibration, en parallèle avec la capacité C_0 et la résistance parasitique r_c de l'élément piézoélectrique (figure 2.1(b)). Autour d'une de ses fréquences de résonance, le comportement du système est décrit par les deux équations couplées mécanique (2.1) et électrique (2.2) suivantes.

$$-M\ddot{y} = M\ddot{u} + D\dot{u} + K_{sc}u + \alpha v \quad (2.1)$$

$$i = \alpha\dot{u} - C_0\dot{v} - v/r_c \quad (2.2)$$

La raideur du système est caractérisée par K_{SC} , la raideur en court circuit, conduisant à la définition de la pulsation de résonance donnée par : $\omega_0 = \sqrt{K_{SC}/M}$. Si le système est en circuit ouvert, et supposant que les pertes résistives sont négligeables, l'équation (2.2) donne alors : $v = \alpha/C_0\dot{u}$, et l'équation mécanique (2.1) peut se réécrire comme (2.3).

$$-M\ddot{y} = M\ddot{u} + D\dot{u} + (K_{sc}\alpha/C_0)u \quad (2.3)$$

On a alors une modification de la raideur mécanique du système, conduisant à la définition d'une raideur en circuit ouvert donnée par (2.4).

$$K_{OC} = K_{SC} + \alpha/C_0 \quad (2.4)$$

Le temps, la pulsation de vibration, le courant ainsi que la tension générés sont normalisés comme présenté table 2.1. On peut alors réécrire les équations (2.1) et (2.2) en faisant apparaître trois paramètres adimensionnels : le coefficient de couplage k^2 , le facteur de qualité mécanique Q_m et le coefficient de pertes résistives ξ_e . Leur définition est précisée table 2.2. Une méthode de mesure de ces paramètres pour un générateur donné sera explicitée en section 2.4. Le détail du calcul est proposé de (2.5) à (2.8) pour l'équation mécanique et de (2.9) à (2.11) pour l'équation électrique.

$$-\ddot{y} = \ddot{u} + \frac{D}{M}\dot{u} + \frac{K_{sc}}{M}u + \frac{\alpha}{M}v \quad (2.5)$$

$$-\frac{\ddot{y}}{\omega_0^2} = \frac{\ddot{u}}{\omega_0^2} + \frac{D}{M\omega_0^2}\dot{u} + \frac{K_{sc}}{M\omega_0^2}u + \frac{\alpha}{M\omega_0^2}v \quad (2.6)$$

$$-y'' = u'' + \frac{D}{M\omega_0}u' + u + \frac{\alpha}{M\omega_0^2}v \quad (2.7)$$

$$-y'' = u'' + \frac{u'}{Q_m} + u + \frac{\alpha^2}{C_0K_{SC}}\underline{v} \quad (2.8)$$

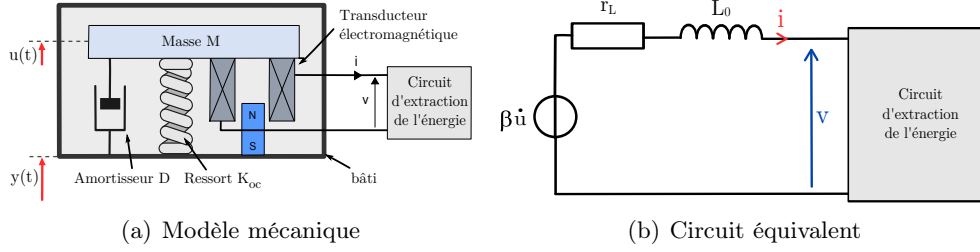


Figure 2.2 – Modèle d'un générateur électromagnétique.

$$\frac{\dot{i}}{C_0\omega_0} = \frac{\alpha\dot{u}}{C_0\omega_0} - \frac{\dot{v}}{\omega_0} - 2\xi_e v \quad (2.9)$$

$$\frac{\dot{i}}{C_0\omega_0} = \frac{\alpha u'}{C_0} - v' - 2\xi_e v \quad (2.10)$$

$$\frac{\dot{i}}{\alpha\omega_0} = u' - \underline{v}' - 2\xi_e \underline{v} \quad (2.11)$$

Un PEG peut alors être décrit par les deux équations normalisées couplées (2.12) et (2.13).

$$-y'' = u'' + u'/Q_m + u + \frac{k^2}{1-k^2}v \quad (2.12)$$

$$\underline{\dot{i}} = u' - \underline{v}' - 2\xi_e \underline{v} \quad (2.13)$$

2.2.2 Modèle d'un EMG

Un générateur électromagnétique peut être modélisé par une source de tension proportionnelle à la vitesse de vibration, en série avec l'inductance de la bobine L_0 , et sa résistance r_L (Figure 2.2(b)). Autour d'une de ses fréquences de résonance, le comportement du système est décrit par les deux équations couplées mécanique (2.14) et électrique (2.15) suivantes.

$$-M\ddot{y} = M\ddot{u} + D\dot{u} + K_{OC}u + \beta i \quad (2.14)$$

$$v = \beta\dot{u} - r_L i - L_0 \dot{i} \quad (2.15)$$

Notons, que de manière duale avec le générateur piézoélectrique, le système est défini par sa raideur en circuit ouvert K_{OC} , et $\omega_0 = \sqrt{K_{OC}/M}$. De même, en supposant le système sans pertes résistives, et placé en court-circuit, il apparaît une modification de raideur et la possibilité de définir une raideur en court-circuit définie comme suit (2.16).

$$K_{SC} = K_{OC} + \beta^2/L_0 \quad (2.16)$$

La tension, le courant, la pulsation et le temps sont normalisés comme montré table 2.1. On peut alors réécrire les équations (2.14) et (2.15) en faisant apparaître les trois paramètres adimensionnels, dont la définition est précisée dans le tableau 2.2 en regard de celles pour le système piézoélectrique. Le détail des calculs est précisé équations (2.17) à (2.17) pour l'équation mécanique et (2.21) à (2.23) pour l'équation électrique.

Paramètre	Valeur	Nom
\underline{t}	$\omega_0 t$	Normalisation du temps ($\omega_0 = \sqrt{K/M}$)
y'	$dy/d\underline{t} = \dot{y}/\omega_0$	Normalisation de la vitesse de vibration par rapport au temps
y''	$dy'/d\underline{t} = \ddot{y}/\omega_0^2$	Normalisation de l'accélération de la vibration par rapport au temps
$\underline{\omega}$	ω/ω_0	Pulsation normalisée
	Piezo	EM
\underline{i}	$i/(\alpha\omega_0)$	iL_0/β Courant normalisé
\underline{v}	vC_0/α	$v/(\beta\omega_0)$ Tension normalisée

Table 2.1 – Normalisations.

$$-\ddot{y} = \ddot{u} + \frac{D}{M}\dot{u} + \frac{K_{OC}}{M}u + \frac{\beta}{M}i \quad (2.17)$$

$$-\frac{\ddot{y}}{\omega_0^2} = \frac{\ddot{u}}{\omega_0^2} + \frac{D}{M\omega_0^2}\dot{u} + u + \frac{\beta}{M\omega_0^2}i \quad (2.18)$$

$$-y'' = u'' + \frac{u'}{Q_m} + u + \frac{\beta}{M\omega_0^2}i \quad (2.19)$$

$$-y'' = u'' + \frac{u'}{Q_m} + u + \frac{\beta^2}{L_0 K_{OC}}\underline{i} \quad (2.20)$$

$$\frac{v}{\omega_0 L_0} = \frac{\beta}{\omega_0 L_0}\dot{u} - 2\xi_e \dot{i} - \frac{\dot{i}}{\omega_0} \quad (2.21)$$

$$\frac{v}{\omega_0 L_0} = \frac{\beta}{L_0}u' - 2\xi_e \dot{i} - i' \quad (2.22)$$

$$\frac{v}{\beta\omega_0} = u' - 2\xi_e \underline{i} - \underline{i}' \quad (2.23)$$

Le modèle normalisé d'un EMG s'écrit finalement comme suit (équations couplées (2.24) et (2.25)) :

$$-y'' = u'' + u'/Q_m + u + \frac{k^2}{1-k^2}\underline{i} \quad (2.24)$$

$$\underline{v} = u' - \underline{i}' - 2\xi_e \underline{i} \quad (2.25)$$

2.2.3 Paramètres caractéristiques

Le coefficient de couplage électromécanique k^2 décrit l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique. Pour un PEG en circuit ouvert, soumis à une contrainte statique, il est défini comme le quotient de l'énergie électrostatique par l'énergie totale dans le système [64, 80, 71]. Son expression est donnée par l'équation (2.26), avec K_{oc} et ω_{oc} respectivement la raideur équivalente et la pulsation du système lorsque les éléments piézoélectriques sont en circuit ouvert, et K_{sc} et ω_{sc} respectivement la raideur équivalente et la pulsation du système lorsque les éléments piézoélectriques sont en court-circuit (définis par l'équation (2.4)). Un coefficient de couplage modifié k_m^2 , défini comme

Paramètre	Valeur		Nom
	PEG	EMG	
k^2	$\alpha^2/(K_{OC}C_0)$	$\beta^2/(K_{SC}L_0)$	Coefficient de couplage au carré
ξ_e	$1/(2r_cC_0\omega_0)$	$r_L/(2\omega_0L_0)$	Coefficient de pertes résistives
Q_m	$\sqrt{K_{SC}M}/D$	$\sqrt{K_{OC}M}/D$	Facteur de qualité mécanique
ξ_c	$1/(2r_{LOAD}C_0\omega_0)$	$r_{LOAD}/(2L_0\omega_0)$	Coefficient de charge

Table 2.2 – Paramètres adimensionnels caractéristiques pour un générateur piézoélectrique ou électromagnétique.

(2.27), est introduit pour simplifier les expressions théoriques. Il est également un indicateur du couplage électromécanique, dans la mesure où il représente le quotient de l'énergie électrostatique par l'énergie élastique dans le générateur. On peut noter que, alors que k^2 reste inférieur à 1 ($k^2 = 1$ signifiant que la totalité de l'énergie mécanique d'entrée est convertie en énergie électrostatique), k_m^2 peut tendre vers l'infini. Pour des structures faiblement couplées, les valeurs de k^2 et de k_m^2 sont proches l'une de l'autre.

$$k^2 = \frac{1/2C_0v^2}{1/2K_{OC}u^2} = \frac{\alpha^2}{K_{OC}C_0} = \frac{\omega_{OC}^2 - \omega_{SC}^2}{\omega_{OC}^2} \quad (2.26)$$

$$k_m^2 = k^2/(1 - k^2) = \frac{\alpha^2}{K_{SC}C_0} \quad (2.27)$$

Pour un EMG, le coefficient de couplage k^2 est défini comme le quotient de l'énergie électromagnétique dans la bobine en court-circuit, par l'énergie totale dans le système (équation (2.28)) (en considérant un EMG virtuel sans pertes résistives et soumis à une contrainte statique). De la même manière que pour les PEGs, un coefficient de couplage modifié est défini comme montré équation (2.29).

$$k^2 = \frac{1/2L_0I^2}{1/2K_{SC}u^2} = \frac{\beta^2}{K_{SC}L_0} = \frac{\omega_{SC}^2 - \omega_{OC}^2}{\omega_{SC}^2} \quad (2.28)$$

$$k_m^2 = k^2/(1 - k^2) = \frac{\beta^2}{K_{OC}L_0} \quad (2.29)$$

Le coefficient de pertes résistives ξ_e représente l'intensité des pertes résistives induites lors de la conversion électro-mécanique. Dans le cas d'un générateur piézoélectrique, la résistance mise en jeu symbolise les pertes diélectriques. Elle est en général de l'ordre du mégaohm, et négligée dans la plupart des études. Pour les générateurs électromagnétiques, les pertes résistives interviennent dans la bobine, et sont d'autant plus élevées que le volume de la bobine est faible. L'inductance de la bobine est en revanche dans la plupart des cas assez faible pour être négligée par rapport à cette résistance. On obtient donc pour ξ_e des valeurs importantes pour les générateurs électromagnétique en comparaison aux générateurs piézoélectriques.

Enfin, le dernier paramètre caractéristique d'un générateur, le facteur de qualité mécanique décrit l'amortissement mécanique du système et est donc dépendant du système mécanique utilisé.

2.2.4 Modèle normalisé commun

La forte dualité des deux systèmes d'équations (2.12), (2.13) et (2.24), (2.25) amène à écrire un unique modèle pour le système piézoélectrique ou électromagnétique en introdui-

Paramètre	Valeur		Nom
	PEG	EMG	
s	i	v	Variable temporelle
\underline{s}	\underline{v}	\underline{i}	Variable temporelle normalisée
\underline{s}^*	\underline{i}	\underline{v}	Variable temporelle normalisée
$\hat{\underline{s}}$	$\hat{\underline{v}}$	$\hat{\underline{i}}$	Variable exprimée dans le domaine de Fourier
\underline{s}_M	\underline{v}_M	\underline{i}_M	Amplitude de la variable
$\underline{\gamma}_M$	$ \hat{\underline{y}}'' /2$		Amplitude de l'accélération extérieure normalisée

Table 2.3 – Notations pour le modèle.

sant la variable s représentant le courant généré dans le cas piézoélectrique, et la tension dans le cas électromagnétique. La variable s^* est définie inversement comme la tension de l'élément piézoélectrique ou le courant généré dans la bobine. Les notations sont précisées tableau 2.3. Le modèle normalisé s'écrit alors sous la forme des deux équations (2.30) et (2.31).

$$-y'' = u'' + u'/Q_m + u + k_m^2 \underline{s} \quad (2.30)$$

$$\underline{s}^* = u' - \underline{s}' - 2\xi_e \underline{s} \quad (2.31)$$

Ce modèle et la normalisation utilisés permettent de décrire le comportement des deux types de transducteurs par les deux mêmes équations, dépendant seulement des trois paramètres normalisés introduits précédemment. La puissance instantanée générée par un PEG ou un EMG peut alors s'écrire de manière unique comme montré équation (2.32).

$$P = s \cdot s^* \quad (2.32)$$

2.3 Puissance récupérée sur charge résistive par un PEG ou un EMG

Dans cette partie, la puissance récupérée sera calculée comme la puissance dissipée dans une résistance de charge R . En pratique, la puissance fournie par le transducteur doit être convertie par un circuit d'extraction généralement composé d'un redresseur puis d'un convertisseur DC/DC (figure 2.3). Pour simplifier le calcul, le redresseur est ici négligé, et une simple résistance adaptée est considérée (figure 2.4). Cette approche est considérée dans de nombreuses publications. Un paramètre adimensionnel supplémentaire ξ_c est donc introduit, fonction de cette charge, dont la définition est précisée dans la table 2.2.

2.3.1 Expression normalisée de la puissance

Les résultats établis précédemment pour les PEGs [71] montrent que la puissance récupérée tend vers une puissance maximale limite, qui s'exprime en fonction de l'accélération des vibrations externes, du facteur de qualité mécanique, de la masse dynamique et de la pulsation (équation (2.33)). Une expression normalisée de la puissance, qui tend vers 1 lorsque le coefficient de couplage augmente et quand la charge est optimale, peut être définie en normalisant par rapport à cette puissance limite (équation (2.34)). Il peut être

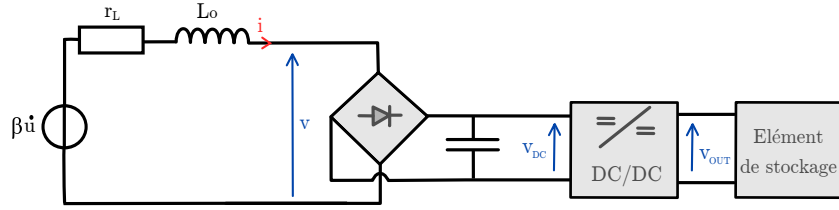


Figure 2.3 – Circuit d'extraction classique pour un EMG.

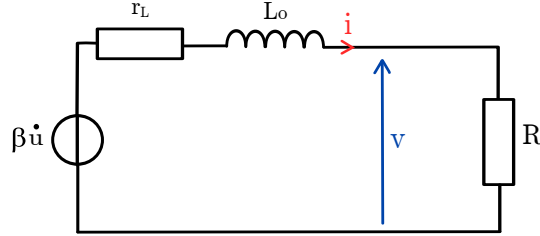


Figure 2.4 – Circuit d'extraction classique simplifié pour un EMG.

montré que cette puissance normalisée peut être écrite en fonction d'un coefficient κ qui dépend du coefficient de couplage au carré, de l'amplitude d'accélération au carré et du facteur de qualité mécanique (équation (2.35)).

$$P_{LIM} = \frac{M\gamma_M^2 Q_m}{8\omega_0} \quad (2.33)$$

$$\underline{P} = \frac{P}{P_{LIM}} \quad (2.34)$$

$$\underline{P} = \kappa \underline{s}_M \cdot \underline{s}_M^* = \frac{4k_m^2}{\gamma_M^2 Q_m} \underline{s}_M \cdot \underline{s}_M^* \quad (2.35)$$

Pour un PEG ou un EMG connecté à une résistance, la loi d'Ohm sur la charge donne l'équation (2.36). Substituer cette expression dans l'équation (2.31) permet d'en déduire l'expression de \underline{s} dans le domaine de Fourier, en fonction du déplacement relatif (équation (2.37)). La puissance normalisée en fonction de l'amplitude du déplacement au carré u_M^2 peut alors être écrite comme montré équation (2.38).

$$\underline{s}^* = 2\xi_c \underline{s} \quad (2.36)$$

$$\underline{\hat{s}} = \frac{j\omega}{j\omega + 2(\xi_e + \xi_c)} \underline{\hat{u}} \quad (2.37)$$

$$\underline{P} = 2\xi_c \kappa |\underline{\hat{s}}|^2 = \frac{8\xi_c k_m^2}{\gamma_M^2 Q_m} \frac{\omega^2}{\omega^2 + 4(\xi_c + \xi_e)^2} u_M^2 \quad (2.38)$$

L'amplitude du déplacement relatif peut être exprimée à partir de l'équation couplée (2.30). Cela permet de prendre en compte le couplage électromécanique de la structure, et notamment l'amortissement vibratoire induit par la récupération d'énergie.

$$-\omega^2 \underline{\hat{y}} = -\omega^2 \underline{\hat{u}} + j\omega \underline{\hat{u}}/Q_m + \underline{\hat{u}} + k_m^2 \underline{\hat{s}} \quad (2.39)$$

Remplaçant l'expression de \hat{s} , donnée par l'équation (2.37) permet d'écrire l'expression du déplacement de la masse \hat{u} , en fonction de l'accélération normalisée de la vibration extérieure $\underline{\gamma}$, et de la pulsation normalisée (2.40) :

$$\hat{u} = \frac{\underline{\gamma}}{\underline{\omega}^2 \left((1 - \underline{\omega}^2 + \frac{\underline{\omega}^2 k_m^2}{\underline{\omega}^2 + 4(\xi_e + \xi_c)^2}) + j \left(\frac{1}{Q_m} + \frac{2(\xi_e + \xi_c) k_m^2}{\underline{\omega}^2 + 4(\xi_e + \xi_c)^2} \right) \right)} \quad (2.40)$$

Enfin, la puissance normalisée récupérée s'obtient en substituant (2.40) à (2.38). Son expression est donnée par l'équation (2.41).

$$\underline{P} = \frac{8k_m^2 Q_m \xi_c (1 + 4(\xi_e + \xi_c)^2)}{\underline{\omega}^2 [\underline{\omega}^2 + 4(\xi_e + \xi_c)^2 + 2k_m^2 Q_m (\xi_e + \xi_c)]^2 + [Q_m (1 - \underline{\omega}^2) (\underline{\omega}^2 + 4(\xi_e + \xi_c)^2) + \underline{\omega}^2 k_m^2 Q_m]^2} \quad (2.41)$$

Ce calcul montre qu'en utilisant les normalisations données table 2.1, la puissance normalisée récupérée par un générateur électromagnétique ou piézoélectrique peut être donnée par une même expression, fonction de 4 paramètres : le produit $k_m^2 \cdot Q_m$, la coefficient de pertes résistives du générateur ξ_e , le coefficient de charge ξ_c et la pulsation normalisée de vibration $\underline{\omega}$.

2.3.2 Evolution théorique de la puissance en fonction des paramètres caractéristiques

Des simulations numériques ont été réalisées pour étudier le comportement de la puissance récupérée, définie par (2.41), en fonction des paramètres adimensionnels. Dans cette section, aucune distinction n'est faite entre un PEG ou un EMG. Les différences entre les deux systèmes seront détaillées dans les sections 2.4 et 2.5, sur la base de résultats expérimentaux, et d'une étude bibliographique.

La figure 2.5 présente la puissance récupérée en fonction de la pulsation normalisée et de la charge pour plusieurs valeurs de coefficient de couplage et de pertes résistives, et pour Q_m égal à 50. La ligne bleu foncé montre la pulsation normalisée optimale, qui dépend de la charge et varie entre la pulsation en circuit ouvert ($\underline{\omega}_{OC}$ pour $\xi_c = \infty$) et la pulsation en court-circuit ($\underline{\omega}_{SC}$ pour $\xi_c = 0$), représentées sur les figures par les lignes noires en pointillé. La ligne bleu clair représente les maxima de puissance selon la charge.

La première ligne de figures (figures 2.5(a), 2.5(b) et 2.5(c)) correspond à $\xi_e = 0$, c'est à dire à un système sans pertes résistives. Lorsque le coefficient de couplage est élevé (figure 2.5(a)), la puissance normalisée atteint la limite 1 en deux maxima globaux, correspondant à deux valeurs de charge et deux valeurs de pulsations optimales distinctes. L'une de ses valeurs de pulsation optimale se trouve à 1, la seconde est d'autant plus grande que le coefficient de couplage est élevé. Lorsque le coefficient de couplage devient inférieur à $2/Q_m$, la puissance atteint un maximum inférieur à 1 pour une seule valeur du couple (ξ_c , $\underline{\omega}$). Dans ce cas, $\underline{\omega}_{OC}$ et $\underline{\omega}_{SC}$ sont proches l'une de l'autre, et la pulsation optimale peut être approximée à 1.

Si $\xi_e > 0$, quel que soit le coefficient de couplage, il ne reste plus qu'un seul maximum global de puissance, qui diminue lorsque le coefficient de pertes augmente (Figures 2.5(d) à 2.5(i)). Dans ce cas, la pulsation optimale est également très proche de 1.

Si la charge est optimale (lignes bleu clair sur la figure 2.5), la figure 2.6(a) représente la puissance normalisée et la différence de phase entre le déplacement u et l'accélération d'entrée γ , en fonction de la pulsation normalisée pour $\xi_e = 0.01$ et $k_m^2 \cdot Q_m$ variant de 0.01 à 0.7. La figure 2.6(b) représente les mêmes variables pour un coefficient de couplage fixé à

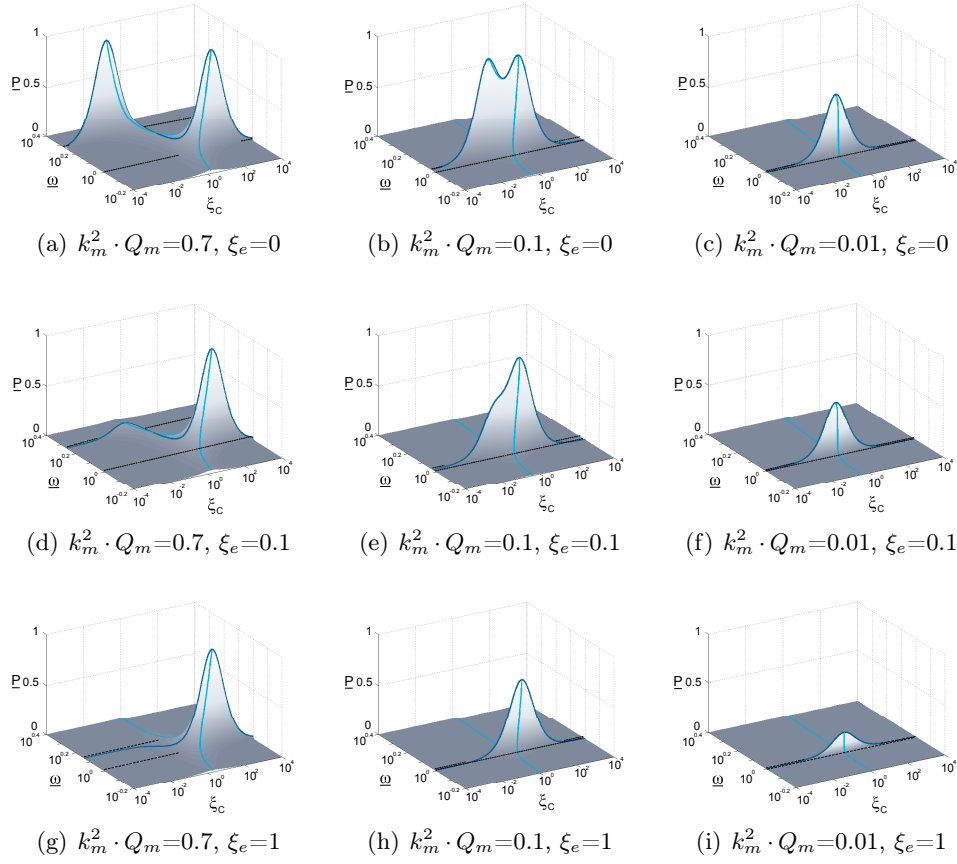


Figure 2.5 – Puissance normalisée en fonction de la pulsation normalisée et du coefficient de charge pour plusieurs k^2 et ξ_e .

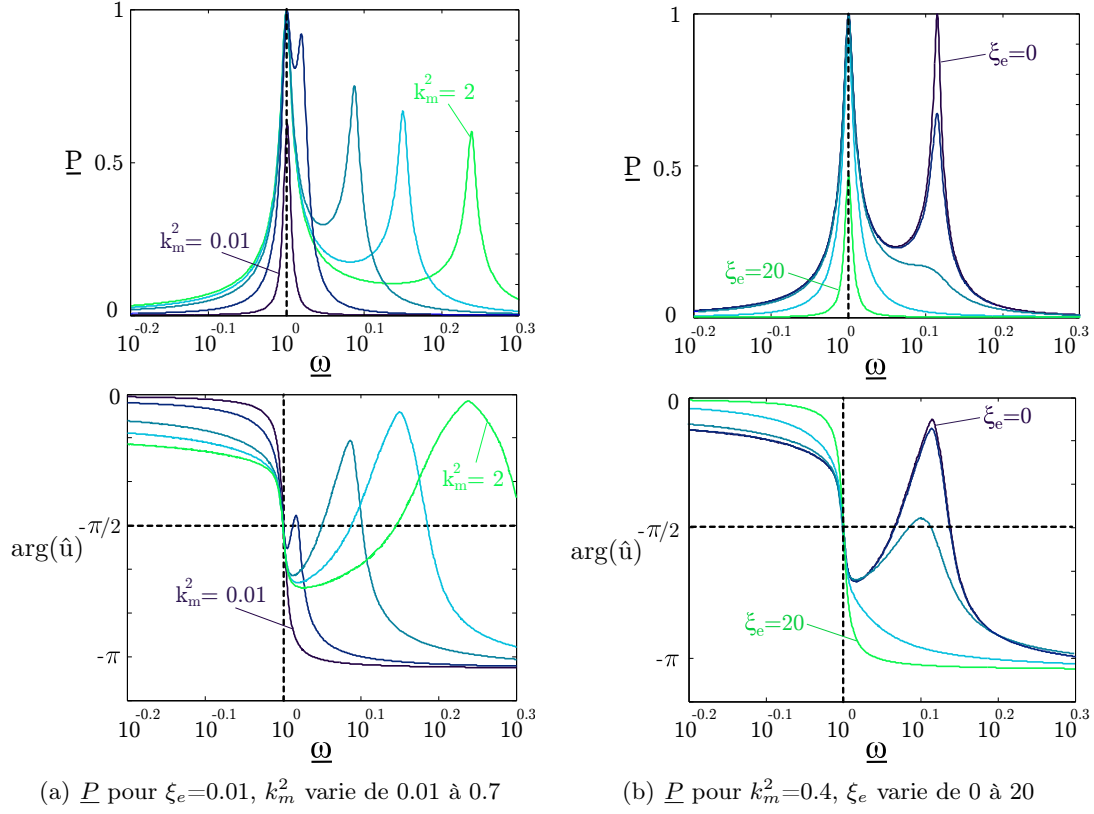


Figure 2.6 – Puissance normalisée en fonction de la pulsation normalisée pour plusieurs k_m^2 et ξ_e .

0.4 et ξ_e s'échelonnant de 0 à 20. Ces deux figures font apparaître les résultats explicités ci-dessus : quelles que soient les valeurs du coefficient de couplage ou du coefficient de pertes, la pulsation normalisée optimale peut être assimilée à 1. Dans ce cas, il est montré que l'argument de \hat{u} reste très proche de $\pi/2$ quels que soient les paramètres. Cela correspond à une vitesse en phase avec l'accélération externe. L'expression du déplacement donnée par l'équation peut alors être simplifiée comme montré équation (2.42). On peut alors en déduire l'expression de la puissance maximale normalisée (pour $\omega = 1$), qui ne dépend plus que de k_m^2 , Q_m , ξ_e et du coefficient de charge ξ_c . Des simulations numériques montrent que l'erreur relative induite par cette approximation ne dépasse pas 0.4% pour les valeurs de paramètres utilisés ci-dessus. Pour la suite de l'étude nous considérerons donc cette expression (équation (2.43)).

$$\hat{u} = \frac{\gamma}{j\left(\frac{1}{Q_m} + \frac{2(\xi_e + \xi_c)k_m^2}{\omega^2 + 4(\xi_e + \xi_c)^2}\right)} \quad (2.42)$$

$$\underline{P} = \frac{8k_m^2 Q_m \xi_c (1 + 4(\xi_e + \xi_c)^2)}{[1 + 4(\xi_e + \xi_c)^2 + 2k_m^2 Q_m (\xi_e + \xi_c)]^2} \quad (2.43)$$

Si $\xi_e = 0$, l'étude de cette expression aboutit aux résultats précédemment établis pour les générateurs piézoélectriques [81] : l'étude de la dérivée par rapport au coefficient de charge montre qu'il existe un maximum de puissance quand $k_m^2 Q_m \leq 2$, dont l'expression est donnée par l'équation (2.44), et deux maxima pour les coefficients de couplage supérieurs à $2/Q_m$. Leur expression est donnée par l'équation (2.45). Pour les deux charges ξ_{c2} ou ξ_{c3} , la puissance atteint la limite 1, comme montré sur la figure 2.7(a).

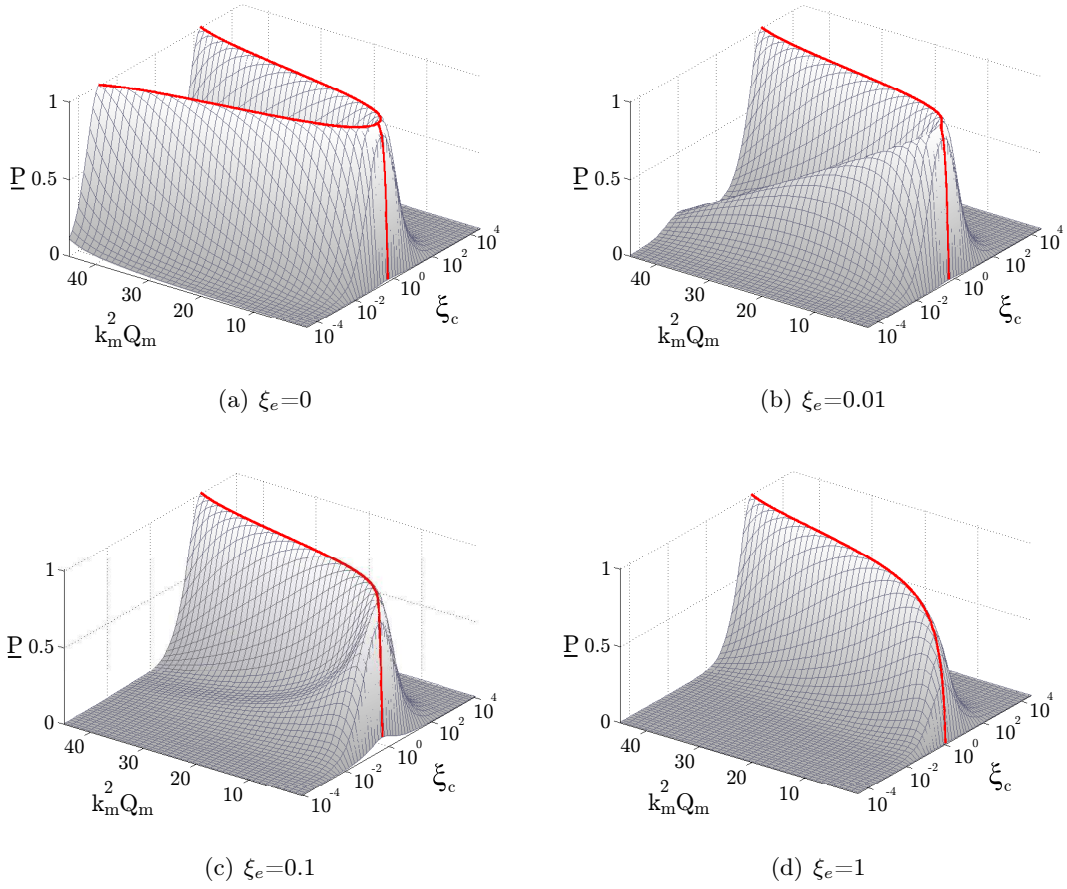


Figure 2.7 – Puissance normalisée en fonction $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_c pour différentes valeurs de ξ_e .

$$k_m^2 Q_m \leq 2 \quad \Rightarrow \xi_{c1} = 1/2 \quad \Rightarrow \underline{P}_{max} = \frac{8k_m^2 Q_m}{(2 + k_m^2 Q_m)^2} \quad (2.44)$$

$$k_m^2 Q_m \geq 2 \quad \Rightarrow \xi_{c2,3} = \frac{k_m^2 Q_m \pm \sqrt{k_m^4 Q_m^2 - 4}}{4} \quad \Rightarrow \underline{P}_{max} = 1 \quad (2.45)$$

Lorsque $\xi_e > 0$, les figures 2.7(b), 2.7(c), and 2.7(d) montrent l'évolution de la puissance en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$ et de ξ_c . La puissance limite n'est plus atteinte, mais on tend vers elle lorsque le coefficient de couplage augmente. Les courbes noires superposées aux figures montrent les maxima de puissance en fonction de la charge. Les valeurs de charge optimales sont montrées figure 2.8, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, et pour ξ_e compris entre 0 et 10. Il est montré que pour de faibles coefficients de couplage la charge optimale tend vers 0.5 lorsque les pertes diminuent, et vers ξ_e lorsque les pertes augmentent. Pour des coefficients de couplage plus élevés, elle tend vers la même valeur que lorsque les pertes sont nulles, d'autant plus rapidement que ξ_e est faible.

Enfin, si le coefficient de charge est ajusté à sa valeur optimale, la puissance normalisée ne dépend alors plus que des trois paramètres caractéristiques du générateur k_m^2 , ξ_e et Q_m . La puissance est une fonction croissante du coefficient de couplage, et décroissante du coefficient de pertes. Pour un générateur défini avec ses paramètres caractéristiques ξ_e et $k_m^2 \cdot Q_m$ connus, la figure 2.9 montre les niveaux de puissance qui peuvent théoriquement être récupérés rapportés en pourcentages de la puissance limite. Les lignes de niveaux

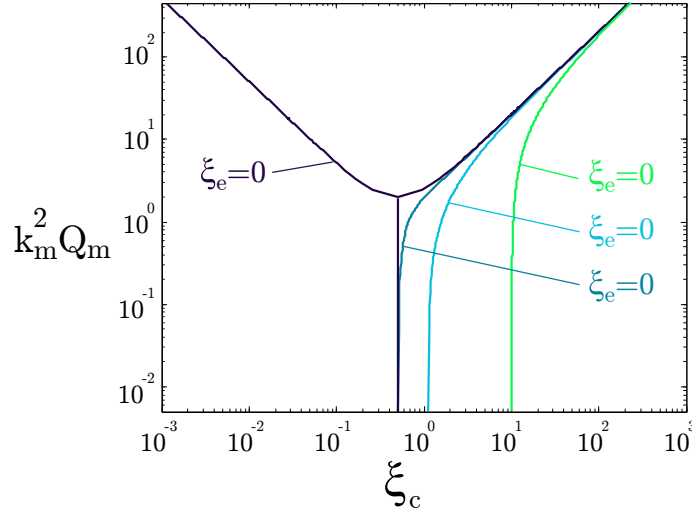


Figure 2.8 – Coefficient de charge optimal en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$, et pour plusieurs ξ_e .

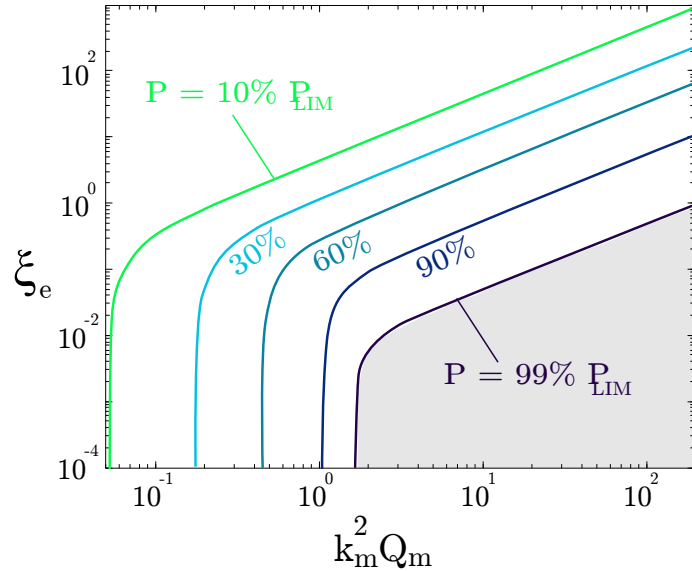


Figure 2.9 – Niveaux de puissance récupérés en fonction des paramètres du générateur $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e .

partent d'une région correspondant à de faibles valeurs de couplage et de pertes, et rejoint une deuxième région correspondant à de forts coefficients de couplage et de pertes. Deux zones différentes sont ainsi mises en valeur, qui permettent théoriquement de récupérer les mêmes niveaux de puissance tandis que les paramètres du générateur ont des valeurs duales. Enfin, la zone grisée représente les valeurs de paramètres pour lesquels plus de 99% de la puissance limite est récupérée, ce qui correspond approximativement à de forts coefficients de couplage.

2.3.3 Evolution théorique de la puissance en fonction du volume d'un EMG

A partir d'un générateur présentant un coefficient de couplage, un coefficient de pertes et un facteur de qualité mécanique définis, si l'on diminue son volume en appliquant une homothétie sur ses dimensions, pour un PEG cela ne change pas son coefficient de pertes qui reste négligeable. Pour un EMG cependant, son coefficient de pertes résistives va augmenter

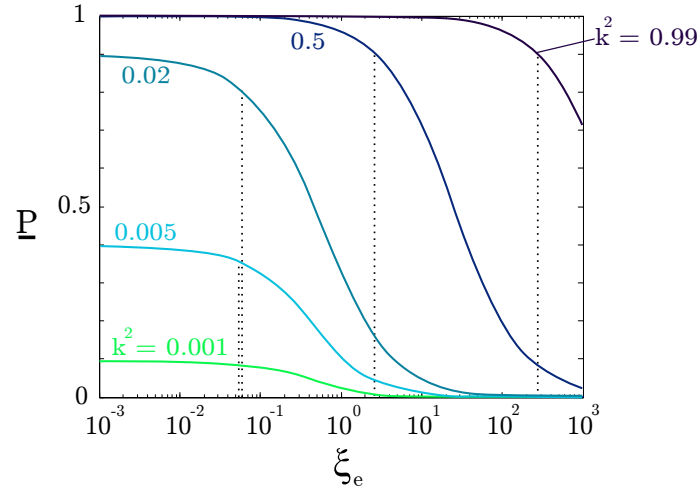


Figure 2.10 – Puissance normalisée en fonction du coefficient de pertes, pour $Q_m=50$.

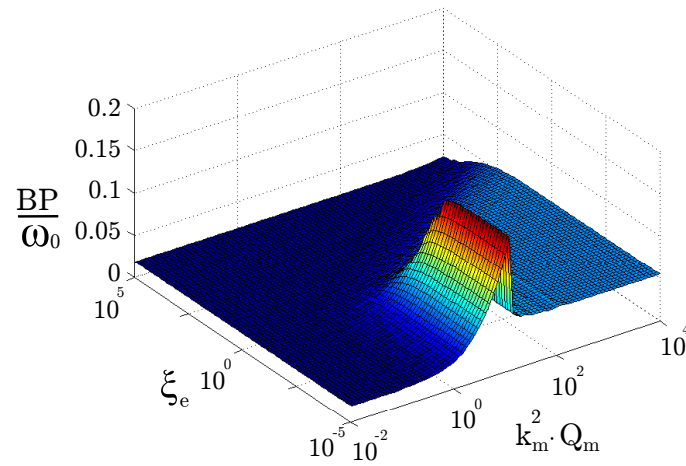


Figure 2.11 – Evolution de la bande passante d'un générateur en fonction de ses paramètres caractéristiques, pour $Q_m=50$.

dans la mesure où la résistance de la bobine va tendre à être plus importante comparative-ment à son inductance (la résistance de la bobine est en effet inversement proportionnelle à la section de la bobine). Ainsi, la miniaturisation d'un EMG entraîne une diminution de sa densité de puissance. Cependant, comme le montre la figure 2.10, représentant la puissance normalisée en fonction de ξ_e et pour plusieurs k_m^2 , cette diminution de puissance n'est pas proportionnelle à l'augmentation des pertes résistives. Il existe une valeur de ξ_e seuil, avant laquelle la diminution de puissance est inférieure à 10% de sa valeur maximale (les seuils pour chaque k_m^2 sont représentés sur la figure par les lignes en pointillé). Cette limite est d'autant plus élevée que le coefficient de couplage est important, et se stabilise autour de 0.05 pour de faibles coefficients de couplage. Ainsi, il est montré que la miniaturisation d'un EMG peut ne pas être néfaste pour la densité de puissance, tant que le coefficient de couplage est élevé, et que son coefficient de pertes est inférieur à ce seuil.

2.3.4 Etude numérique de la bande passante

Des simulations numériques ont permis de tracer l'évolution de la bande passante d'un PEG ou d'un EMG en fonction de ses paramètres caractéristiques. Le résultat est représenté figure 2.11.

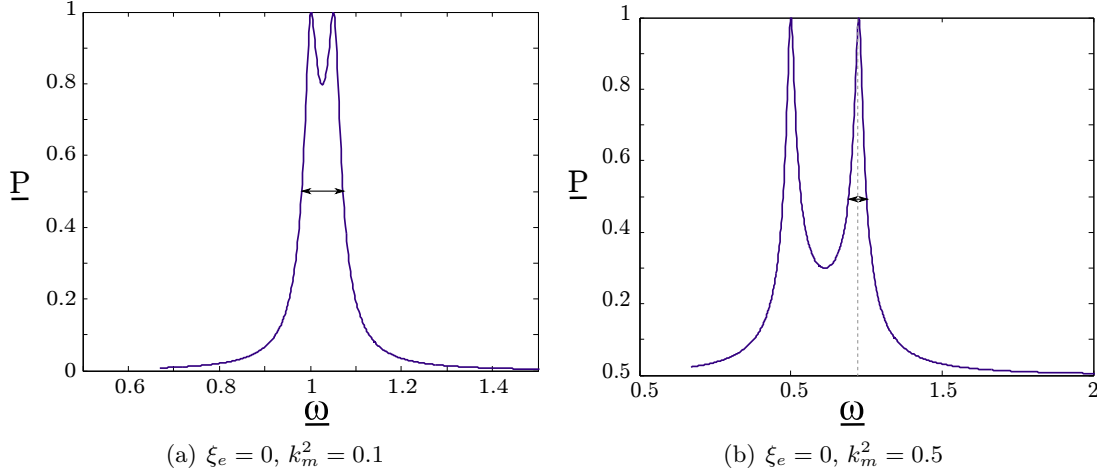


Figure 2.12 – Puissance normalisée en fonction de la pulsation normalisée, correspondant à deux ordres de grandeur de la bande passante.

Pour un PEG, c'est à dire si $\xi_e = 0$, la bande passante augmente linéairement avec le coefficient de couplage jusqu'à atteindre un maximum, correspondant au cas où les deux pics de puissance se séparent (tout en restant assez proches pour que la puissance minimale entre les deux maxima ne descende pas sous la limite de la bande passante). Ce cas est représenté figure 2.12(a). Si le couplage augmente encore, la bande passante redescend abruptement puis se stabilise (cas où les deux pics s'éloignent l'un de l'autre). Ce cas est représenté figure 2.12(b).

Pour un EMG, l'augmentation des pertes résistives a très peu d'influence sur la bande passante lorsque k_m^2 est très faible ou très grand. Entre les deux, c'est à dire lorsque l'on a deux pics rapprochés, le pic le plus éloigné de ω_0 diminue avec l'augmentation de ξ_e . A partir du moment où il passe sous la valeur limite délimitant la bande passante, celle-ci chute logiquement.

2.4 Validation expérimentale du modèle

Des mesures ont été réalisées sur deux structures simples et comparables de PEG et EMG, afin de valider les résultats théoriques. Dans un premier temps les paramètres caractéristiques ξ_e , k^2 , Q_m et ω_0 sont mesurés. Dans un second temps, la puissance récupérée sur une charge résistive est relevée en fonction de la charge, puis en fonction des pertes résistives pour le PEG, en ajoutant une résistance en parallèle avec l'élément piézoélectrique.

2.4.1 Dispositifs expérimentaux

Le générateur électromagnétique est constitué d'un aimant NdFeB fixé sur une poutre en acier, qui vibre à l'intérieur d'une bobine de cuivre fixée sur le support. L'aimant cylindrique de rayon 4 mm et hauteur 10 mm présente une direction de magnétisation alignée selon sa hauteur, comme montré 2.13(a). La bobine est constituée d'un enroulement de 2500 tours de fil de cuivre de diamètre 40 μm , sur une épaisseur de 5.5 mm et hauteur de 7 mm. Les dimensions de la poutre sont 70 mm x 30 mm x 1 mm.

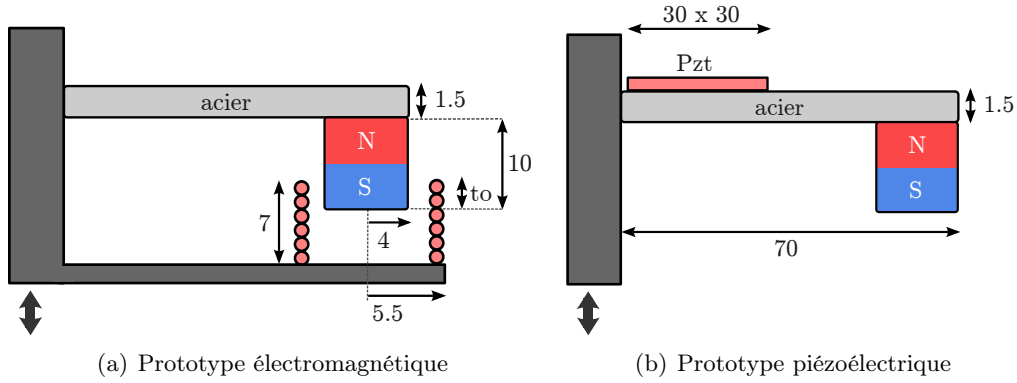


Figure 2.13 – Schémas des générateurs électromagnétique et piézoélectrique fabriqués pour la validation du modèle.

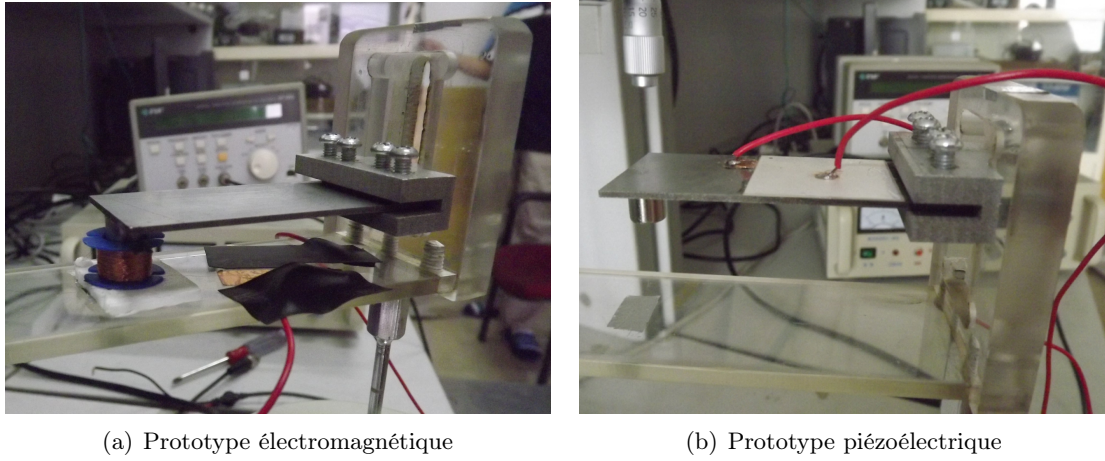


Figure 2.14 – Photos des générateurs.

Le générateur piézoélectrique est constitué d'une poutre et d'une masse identiques à celles du générateur électromagnétique, afin d'obtenir des structures mécaniques comparables et des fréquences de résonances proches. Un patch piézoélectrique de dimensions 30 mm x 30 mm x 2 mm est fixé près de l'encastrement de la poutre pour avoir le maximum de contrainte 2.13(b).

Les deux systèmes sont testés sur un pot vibrant qui impose à la poutre une excitation d'accélération constante d'amplitude 2 g ($g=9.8 \text{ ms}^{-2}$).

2.4.2 Mesure des paramètres caractéristiques

- Les fréquences de résonance des générateurs sont déterminées à 127 Hz pour le PEG et 135 Hz pour l'EMG. Un analyseur d'impédance permet de mesurer l'inductance et résistance série du générateur électromagnétique (respectivement 51 mH et 1.2Ω), ainsi que la capacité et résistance parallèle équivalentes du générateur piézoélectrique (respectivement 51 nF et $2.0 \text{ M}\Omega$). Le coefficient de pertes ξ_e est calculé à partir de ces valeurs en considérant sa définition donnée table 2.2. Il est de 0.006 pour le PEG et 1.04 pour l'EMG.
- Les coefficients de conversion électromécanique sont déterminés pour chaque générateur par un essai similaire. D'après les équations 2.15 et 2.2, on peut déterminer α

Paramètre	Valeur	
	Piézoélectrique	Electromagnetique
f_0	127 Hz	135 Hz
k_m^2	0.0078	0.3
ξ_e	0.006	1.04
Q_m	18	22
ξ_{copt}	0.5	13

Table 2.4 – Paramètres déterminés expérimentalement pour les deux générateurs.

pour un générateur piézoélectrique à partir de la mesure de l'amplitude du courant généré en court-circuit et du déplacement (équation (2.46)). De même, on peut déduire la valeur de β pour un générateur électromagnétique à partir de la mesure de la tension générée en circuit ouvert et du déplacement (équation (2.47)).

$$\alpha = i_M / (\omega u_M) \quad (2.46)$$

$$\beta = v_M / (\omega u_M) \quad (2.47)$$

- Pour le PEG, la mesure des fréquences de résonance en circuit ouvert et en circuit fermé permet de déterminer k^2 à partir de l'équation donnée ci-dessous (2.26). Pour l'EMG, il n'est pas possible d'évaluer le coefficient de couplage par cette méthode, car les fréquences de résonance en circuit ouvert et fermée sont très proches l'une de l'autre, et difficilement mesurables en pratique. Le coefficient de couplage du générateur est donc déterminé à partir de β et de la masse dynamique M évaluée à 8 g. Sa valeur est de 0.3 pour l'EMG et 0.008 pour le PEG.
- Le facteur de qualité mécanique est déterminé à partir de la mesure de la bande passante du système en court-circuit pour le PEG à 18 ou en circuit ouvert pour l'EMG à 22.
- Enfin, la puissance limite des deux générateurs est calculée à partir de l'équation 2.33. Elle est de 8.6 mW pour le PEG et de 9.4 mW pour l'EMG. La différence entre les deux valeurs provient majoritairement du facteur de qualité légèrement plus élevé pour l'EMG.

Les valeurs mesurées des paramètres pour chaque générateur sont récapitulées table 2.4.

2.4.3 Résultats expérimentaux

La puissance récupérée a été mesurée pour chaque générateur en fonction de la résistance de charge (figure 2.15). Les mesures correspondent correctement aux valeurs théoriques, ce qui corrobore les valeurs des paramètres caractéristiques. Pour le PEG, une puissance maximale de 2.6 mW a été récupérée, pour une charge optimale de 23.5 k Ω à 2 g et 127 Hz, ce qui correspond à 30% de la puissance limite. Pour l'EMG, 2.9 mW ont été générés pour une charge de 1.1 k Ω à 135 Hz, ce qui correspond également à environ 30% de la puissance limite.

Enfin, plusieurs valeurs de résistance ont été ajoutées en parallèle avec l'élément piézoélectrique, permettant une variation du coefficient de pertes de 0.006 à 10. La puissance

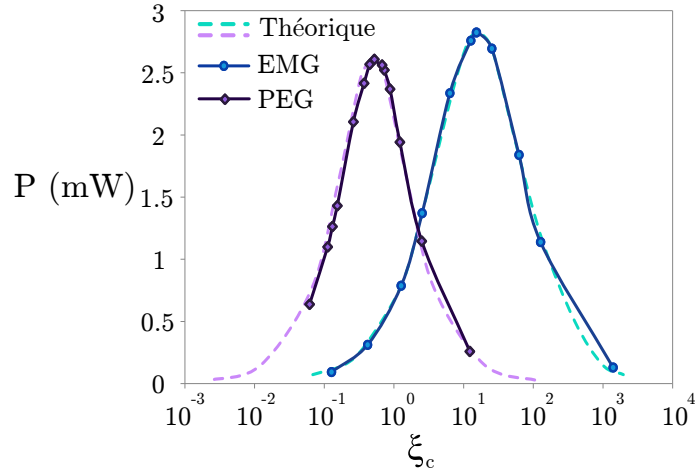


Figure 2.15 – Puissance en fonction du coefficient de charge, pour le PEG et l'EMG.

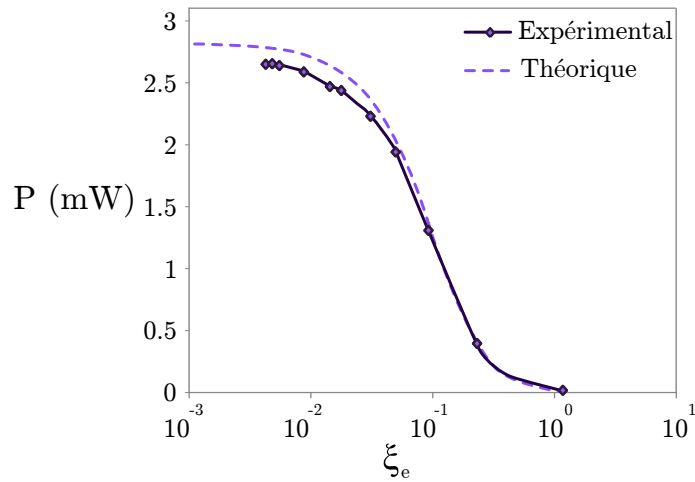


Figure 2.16 – Puissance en fonction du coefficient de pertes pour le PEG.

sur charge optimale est mesurée est tracée figure 2.16 en fonction du coefficient de pertes, superposée aux résultats théoriques.

2.4.4 Dualités

Les deux générateurs ayant des structures, volumes et paramètres mécaniques comparables, ces relevés expérimentaux permettent de comparer de manière globale les caractéristiques des deux types de systèmes. Les dualités des deux systèmes sont ainsi mises en avant : des dualités classiques telles que les valeurs de résistances de charge optimales ou les niveaux de tensions et courants générés, mais également la dualité des paramètres caractéristiques : tandis que le PEG présente très peu de pertes résistives, et un coefficient de couplage faible, l'EMG présente un coefficient de pertes et de couplage relativement élevés. Pour ces deux points de fonctionnement duals, il est montré que les générateurs présentent néanmoins des performances comparables, et notamment le même niveau de puissance relativement à leur puissance limite respective.

2.5 Comparaison des paramètres caractéristiques d'un générateur électromagnétique ou piézoélectrique

Il a été montré dans les parties précédentes qu'en utilisant la normalisation proposée la puissance récupérée par un EMG ou un PEG ne dépend que de trois paramètres caractéristiques au générateur : le coefficient de couplage k^2 , le facteur de pertes résistives ξ_e et le facteur de qualité mécanique Q_m . Ces trois paramètres peuvent être mesurés pour un générateur donné, comme il a été montré dans la partie expérimentale précédente. Cette partie vise à expliciter les ordres de grandeurs de générateurs caractéristiques de la littérature en vue de prédire la puissance maximale extraite ou d'en déduire des dualités unusuelles.

2.5.1 Ordre de grandeur des paramètres caractéristiques de générateurs de la littérature

Une étude bibliographique a été menée pour déterminer l'ordre de grandeurs des paramètres de générateurs précédemment développés. Les paramètres caractéristiques de PEGs micro ou macroscopiques ([28, 64, 82, 67, 83, 71]) et d'EMGs ([47, 84, 41, 56, 54, 53, 55]) de la littérature, ainsi que des deux générateurs présentés section 2.4.1 ont été relevés ou calculés, et reportés table 2.5. Pour les EMGs, l'inductance de la bobine est généralement négligée, et n'est pas précisée dans la plupart des publications. Dans ce cas, sa valeur a été approximée grâce à ses paramètres géométriques, en utilisant la formule de Wheeler [85]. Concernant les PEGs, le coefficient de pertes résistives est en général négligé, étant donné que ces pertes sont très faibles. Ainsi il a été choisi d'imposer arbitrairement $\xi_e = 0.001$ pour tous les générateurs piézoélectriques. Inversement, pour la plupart des EMGs, la réactance de la bobine est inférieure à 5% de sa résistance, impliquant de fortes valeurs pour ξ_e . Lorsque sa valeur est précisée dans la publication, le volume du générateur est également reporté. La puissance limite P_{LIM} est calculée à partir de l'accélération de la vibration d'excitation, de sa pulsation, la masse dynamique ainsi que de son facteur de qualité mécanique, conformément à l'équation (2.33).

Ces valeurs sont reportées sur la figure 2.17, superposées au diagramme de la figure 2.9 montrant les niveaux de puissance récupérée en fonction du couple ($k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e$). Le rayon du cercle est proportionnel à la valeur de \underline{P} , montrant que la puissance normalisée évolue conformément avec les résultats théoriques : plus le coefficient de pertes est faible, et le coefficient de couplage élevé, plus la puissance normalisée est importante. Les EMGs présentent des valeurs de coefficients de couplage beaucoup plus importantes que celles des PEGs, composant partiellement les pertes élevées induites par la résistance de la bobine. On peut ainsi remarquer les valeurs duales des paramètres pour chaque type de générateur : faible coefficient de couplage et de pertes pour les PEGs, et fort couplage et pertes pour les EMGs. Malgré ces deux points de fonctionnement duals, le graphique montre que théoriquement des niveaux de puissance comparables peuvent être récupérés. Enfin, cette figure montre que la plupart des PEGs récupèrent des niveaux de puissance très proches de leur puissance limite, tandis que les générateurs électromagnétiques restent encore loin de cette limite. Le tableau 2.6 récapitule les dualités observées entre les deux générateurs.

	Ref	ξ_e	$k_m^2 \cdot Q_m$	$P_{LIM}(mW)$	V (cm^3)	\underline{P}
PEG	(a)	0.006	0.2	19.5	24	30 %
	[82]	0.001	0.5	0.7	0.7	33 %
	[67]	0.001	0.5	22.6	-	53.2 %
	[64]	0.001	0.7	0.29	1	68 %
	[83]	0.001	1.5	0.19	-	75 %
	[83]	0.001	1.8	0.29	-	70 %
	[71]	0.001	4.6	5.6	16	80 %
	[28]	0.001	3.7	3.3	34	92 %
EMG	[84]	239	21	26.5	-	4 %
	[47]	368	23.9	0.2	-	8 %
	[41]	27.3	1.9	0.5	12	11 %
	[56]	8550	3000	20	0.6	13 %
	(b)	11.9	12.9	21	31	30 %
	[54]	72.6	120	0.7	8.6	45 %
	[55]	10.1	15.6	0.6	-	63 %
	[53]	10	60.3	0.01	2.3	76 %

Table 2.5 – Paramètres adimensionnels caractéristiques pour des PEGs et EMGs de la littérature.

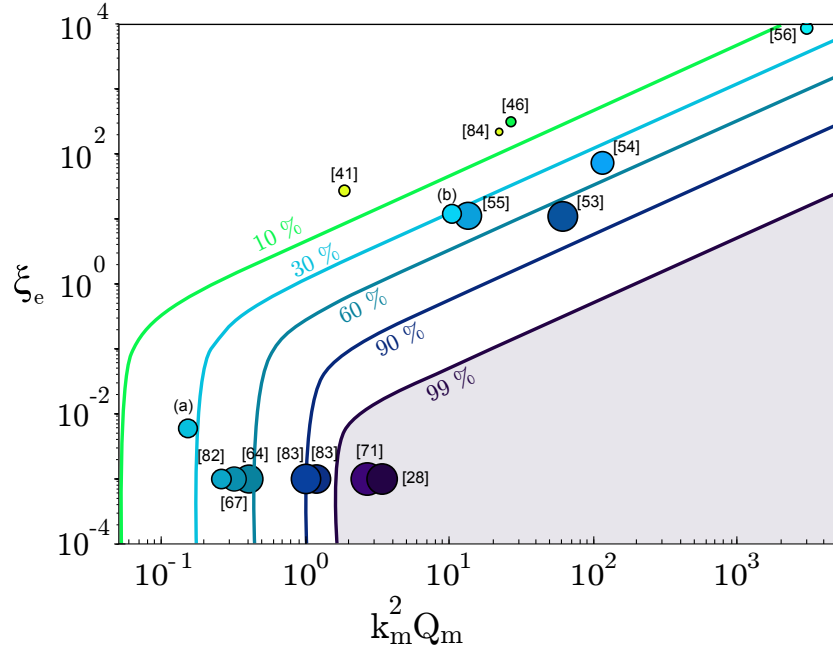


Figure 2.17 – Niveaux de puissance récupérés en fonction des paramètres du générateur $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e , et paramètres caractéristiques de PEGs et EMGs de la littérature.

Paramètre	Caractéristique	
	Piezoélectrique	Electromagnétique
Couplage électromécanique	faible	élevé
Pertes résistives	faibles	élevées
Charge optimale	élevée	faible
Tensions générées	élevées	faibles

Table 2.6 – Dualités entre les PEGs et EMGs.

2.6 Conclusion

En conclusion, une normalisation a été proposée, qui permet d'écrire un modèle unique pour les générateurs électromagnétiques et piézoélectriques récupérant l'énergie des vibrations ambiantes. Il a été montré que la puissance extraite avec une technique d'extraction classique, dite 'adaptation d'impédance', dépend de trois paramètres caractéristiques adimensionnels : le coefficient de couplage, le facteur de qualité mécanique et le coefficient de pertes résistives. Ces trois paramètres peuvent être mesurés simplement pour un générateur donné, permettant de déterminer le niveau de puissance théoriquement récupérable, relativement à la puissance limite du générateur. Une étude bibliographique a permis de calculer les paramètres caractéristiques de différents PEGs et EMGs précédemment développés. L'étude de l'ordre de grandeur de ces paramètres montre des dualités originales entre les deux systèmes : les fortes pertes résistives des générateurs électromagnétiques sont compensées partiellement par leur fort coefficient de couplage, à l'inverse des générateurs piézoélectriques qui présentent faible couplage et faibles pertes. Ce modèle, et les résultats théoriques vont pouvoir servir de base pour la conception d'un générateur électromagnétique aux paramètres caractéristiques optimisés dans le but de récupérer plus de 90% de la puissance limite.

3

Circuit d'extraction non linéaire de l'énergie pour un générateur électromagnétique

Sommaire

3.1	Introduction	45
3.2	Les circuits d'extraction non linéaire de l'énergie pour les PEGs et EMGs	45
3.2.1	Le circuit SECE pour les PEGs	45
3.2.2	Le circuit SMFE pour les EMGs	46
3.3	Puissance théorique récupérée avec le circuit SMFE en comparaison avec un circuit classique d'extraction	49
3.3.1	Calcul de la puissance récupérée par le circuit SMFE	49
3.3.2	Comparaison de la puissance récupérée avec le circuit SMFE et avec un circuit classique d'extraction	51
3.3.3	Comparaison de la bande passante d'un EMG avec le circuit SMFE ou avec un circuit classique d'extraction	55
3.4	Résultats expérimentaux et validation du principe de fonctionnement	57
3.4.1	Caractérisation du générateur	57
3.4.2	Résultats expérimentaux	58
3.4.3	Discussion	60
3.5	Conclusion	61

3.1 Introduction

L'énergie électromagnétique générée dans la bobine d'un EMG n'est pas directement utilisable pour alimenter une charge ou charger une batterie. Un circuit électrique d'extraction de l'énergie doit être utilisé. Classiquement un redresseur puis un convertisseur DC/DC sont mis en oeuvre. Dans une optique de simplification des calculs théoriques, la majorité des études se limitent à l'étude de la puissance extraite sur une charge résistive (technique classique). La puissance récupérée dans ce cas a été calculée et étudiée dans le chapitre précédent. Parallèlement, pour les générateurs piézoélectriques, des recherches s'intéressent à l'optimisation de la puissance récupérée grâce à l'utilisation de circuits d'extraction non linéaires. C'est le cas notamment de nombreuses études sur les techniques SSH (Synchronized Switching Harvesting) ou SECE (Synchronized Electrical Charge Extraction) pour les générateurs piézoélectriques [28]. Concernant les EMGs, outre quelques études présentant la dualité de fonctionnement des PEGs et des EMGs, et suggérant le développement pour les EMGs de circuits non linéaires basés sur les techniques SSH [86], le circuit classique d'extraction de l'énergie est utilisé dans la grande majorité des cas.

Ce chapitre présente l'étude d'un circuit d'extraction de l'énergie non linéaire pour un générateur électromagnétique. Basé sur des travaux pour les générateurs piézoélectriques, un circuit dual du circuit SECE est étudié. Les simulations théoriques montrent les domaines de paramètres pour lesquels la puissance récupérée est optimisée en comparaison avec un circuit d'extraction classique. Des résultats expérimentaux valident le principe de fonctionnement et montrent les avantages pratiques de cette technique.

3.2 Les circuits d'extraction non linéaire de l'énergie pour les PEGs et EMGs

3.2.1 Le circuit SECE pour les PEGs

La technique classique d'adaptation d'impédance implique la nécessité d'un ajustement continu du convertisseur DC/DC utilisé, ce qui rend la mise en oeuvre pratique autoalimentée compliquée. Des circuits d'extraction non linéaires ont été développés pour les PEGs, et il a été notamment montré qu'ils permettent de s'affranchir de cette difficulté. En particulier, la technique SECE (Synchronized Electrical Charge Extraction) apparaît être compétitive au niveau de la puissance extraite tout en permettant de transférer à la charge le maximum d'énergie quelle que soit son impédance.

Un schéma du circuit est présenté figure 3.1. Son principe de fonctionnement est basé sur une commutation de l'élément piézoélectrique sur une inductance pendant un court instant, à chaque extremum de déplacement. L'énergie électrique stockée sur l'élément piézoélectrique est transférée à l'inductance L lorsque l'interrupteur est fermé. Quand toutes les charges sont transférées, l'interrupteur est ouvert et l'inductance se décharge dans la capacité de stockage qui alimente une charge R . Les formes d'ondes du déplacement, de la tension V et de la tension redressée V_{OUT} sont représentées figure 3.3. Une étude complète de ce circuit peut être trouvée dans [31].

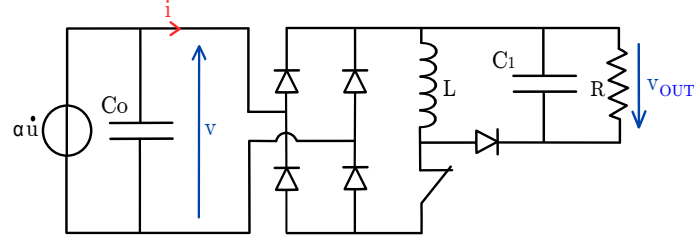
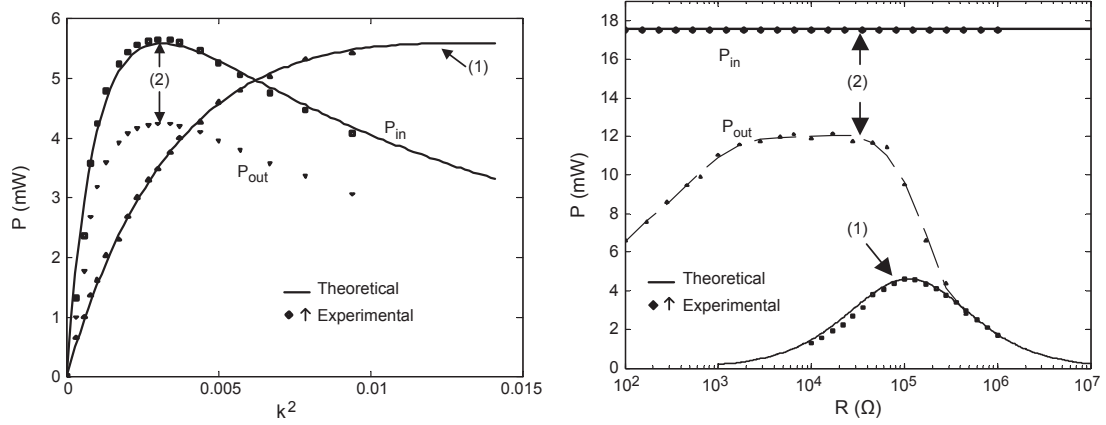


Figure 3.1 – Circuit d'extraction SECE pour les générateurs piézoélectriques.



(a) Puissance en fonction de la charge, pour une amplitude déplacement constante : (1) adaptation au carré, pour une amplitude de force appliquée d'impédance et (2) technique SECE. (b) Puissance en fonction du coefficient de couplage constante : (1) adaptation d'impédance et (2) technique SECE.

Figure 3.2 – Puissance théorique et expérimentale récupérée pour un PEG avec la technique SECE [31].

Les figures 3.2(a) et 3.2(b) montrent les puissances théoriques et expérimentales récupérée avec la technique SECE utilisée sur une poutre piézoélectrique résonant à 60 Hz [31]. Ces résultats montrent que la puissance théorique est indépendante de la charge. En pratique, la dépendance de la puissance récupérée à la charge est fortement réduite. En outre, l'utilisation de la technique SECE permet de réduire de 70 % à 75 % la quantité de matériau piézoélectrique pour atteindre la puissance maximale. Enfin, une version autoalimentée de ce circuit a été développée, et il est montré que l'autoalimentation ne consomme pas plus de 5 % de l'énergie générée par l'élément piézoélectrique [29].

3.2.2 Le circuit SMFE pour les EMGs

Principe de fonctionnement

Le circuit SMFE (Switch Magnetic Flux Extraction) proposé pour les générateurs électromagnétiques est l'équivalent du circuit SECE pour les générateurs piézoélectriques. Le principe est de commuter l'élément électromagnétique sur une capacité de stockage à chaque extremum de courant dans la bobine, deux fois par période. Le générateur étant inductif, cette technique présente l'avantage de ne pas nécessiter de niveau intermédiaire de conversion, et l'énergie peut théoriquement être directement transférée de la bobine vers l'élément de stockage.

La figure 3.3 montre un schéma du circuit, et le trajet du courant lors des deux séquences (interrupteur ouvert ou fermé). Les étapes de fonctionnement sur une période sont les suivantes :

- De 0 à $T/2$ le générateur électromagnétique est en court circuit (figure 3.3(a)). Le courant dans la bobine augmente. Dans cette configuration, le courant est positif pour la première demi-période.
- A l'instant $T/2$, l'interrupteur est ouvert durant une courte période de temps. Le courant dans la bobine est ramené à zéro et charge le condensateur C_1 (Figure (3.3(b))).
- Une fois le courant déchargé, l'interrupteur est refermé jusqu'à l'instant T . Le courant dans la bobine augmente négativement.
- A l'instant T , l'interrupteur est réouvert durant une courte période de temps. Le courant dans la bobine est ramené à zéro et charge le condensateur C_2 .

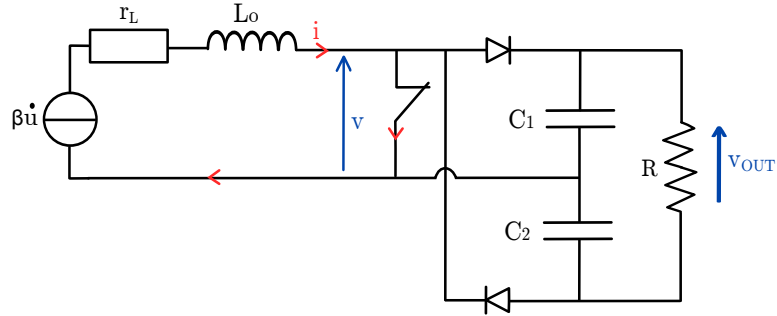
Les formes d'onde théoriques du courant i , de la tension V et du déplacement de la masse u sont présentées figure 3.4, en regard avec celles correspondant au circuit SECE sur un générateur piézoélectrique. L'instant d'origine des temps est pris après une commutation, soit pour un courant dans la bobine nul, ou bien pour une tension sur l'élément piézoélectrique nulle.

Pour le circuit SECE, la tension générée est en phase avec le déplacement. Ainsi, l'instant de commutation est synchronisé avec les extrema de déplacement. A cet instant là, la tension est également maximale, donc la commutation permet le transfert du maximum d'énergie.

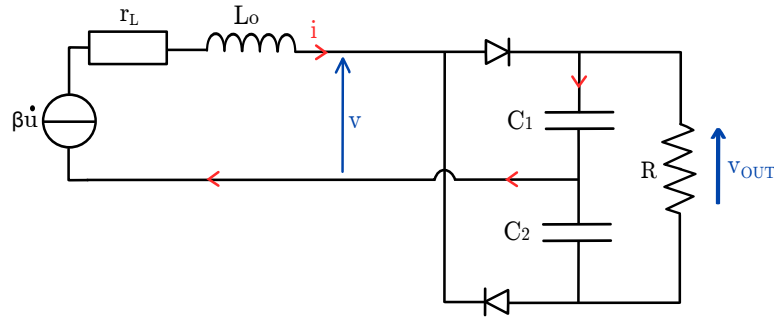
Pour le générateur électromagnétique, le courant généré est déphasé par rapport au déplacement. On introduit donc le paramètre ϕ , défini comme l'intervalle de temps entre un maximum de déplacement et l'instant de commutation. Ce paramètre va être calculé de manière à permettre la commutation au maximum de courant, pour maximiser la puissance transférée. La figure 3.5 illustre le décalage du ϕ optimal permettant d'effectuer la commutation au maximum de courant, en fonction de la valeur de ξ_e . Pour un générateur sans pertes résistives ($\xi_e = 0$), le courant est en phase avec le déplacement, et donc pour un ϕ nul on se trouve à un maximum de courant et de déplacement à l'instant $T/2$.

Le calcul de la puissance maximale récupérée par la technique SMFE se décompose en plusieurs étapes :

- Dans un premier temps l'expression du courant i dans la bobine est déterminée lorsque l'interrupteur est fermé (c'est à dire entre les instants 0 et $T/2$), en fonction de ϕ et du temps.
- L'expression du courant à l'instant de commutation (soit à $T/2$) en est déduite, en fonction de ϕ .
- La valeur de ϕ permettant d'obtenir le courant maximal I_M à $T/2$ est déterminée.
- Dans un second temps, la puissance générée est calculée, en considérant que l'énergie magnétique stockée dans l'inductance (liée à I_M) est transférée aux condensateurs sans pertes. Le calcul prend également en compte l'amortissement vibratoire lié au processus d'extraction de l'énergie.



(a) Etape 1 : L'interrupteur est fermé jusqu'à ce que le courant dans l'inductance atteigne un maximum.



(b) Etape 2 : Lorsque le courant dans l'inductance est maximal, l'interrupteur est ouvert durant une courte période de temps, permettant la charge de C_1 ou C_2 selon le signe de i

Figure 3.3 – Schéma du circuit d'extraction SMFE, et du courant lorsque $i > 0$.

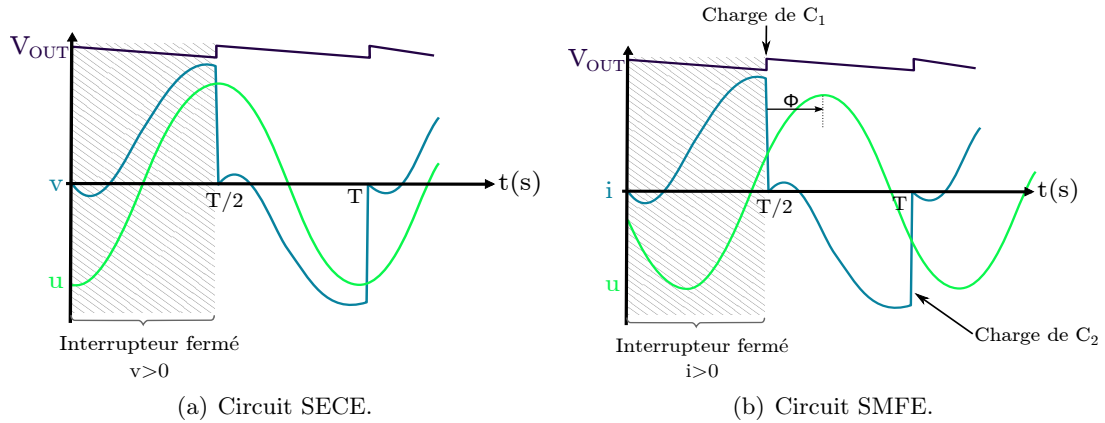


Figure 3.4 – Formes d'onde du courant i , de la tension v_{OUT} et du déplacement u avec le circuit SECE pour un PEG ou le circuit SMFE pour un EMG.

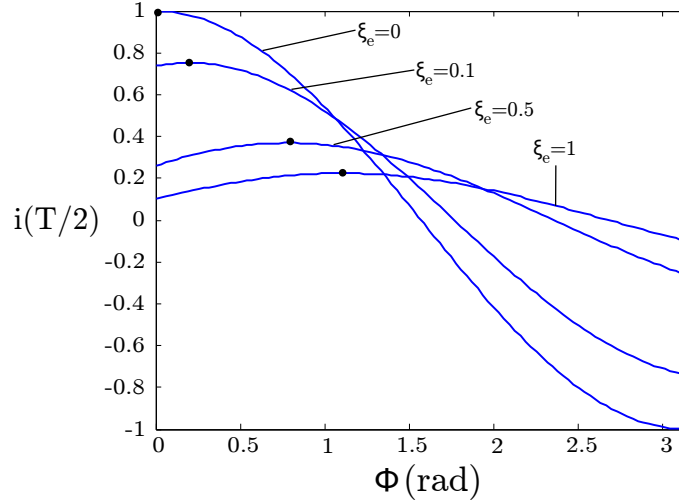


Figure 3.5 – Courant à l'instant de commutation (à $T/2$), en fonction de ϕ , pour différents ξ_e .

3.3 Puissance théorique récupérée avec le circuit SMFE en comparaison avec un circuit classique d'extraction

3.3.1 Calcul de la puissance récupérée par le circuit SMFE

La puissance récupérée par un EMG avec le circuit d'extraction SMFE est calculée en supposant que le temps d'extraction de l'énergie est très court. Le déplacement relatif u entre la bobine et l'aimant est supposé être de la forme donnée par l'équation (3.1) :

$$u(t) = -u_M \cos(\underline{\omega} \cdot \underline{t} + \phi) = -u_M \cos(\underline{\omega} \cdot \underline{t} + \phi) \quad (3.1)$$

L'interrupteur est brièvement ouvert à l'instant $t = 0^-$ (figure 3.3(a)), permettant la charge de C_2 . A l'instant $t = 0^+$, l'interrupteur est fermé (figure 3.3(b)), ce qui permet d'écrire la loi de Kirchhoff donnée par l'équation (3.2), valable dans l'intervalle de temps $[0, T/2]$, et normalisée avec les définitions et paramètres introduits tables 2.1 et 2.2. La solution de cette équation différentielle est la somme de la solution de l'équation homogène, et d'une solution particulière, conduisant à l'expression (3.3). La constante réelle A est déterminée à partir de la condition initiale $i = 0$, permettant d'écrire l'expression du courant dans la bobine en fonction des paramètres du générateur et de ϕ (équation (3.4)). Le paramètre $\psi = \arctan(\frac{\omega}{2\xi_e})$ simplifie l'expression pour aboutir à (3.5).

$$\beta \dot{u} - L_0 \dot{i} - r_L i = 0 \quad (3.2)$$

$$\underline{i}(\underline{t}) = Ae^{-2\xi_e \underline{t}} - \frac{u_M \underline{\omega}}{\sqrt{4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2}} \sin(\underline{\omega} \cdot \underline{t} + \arctan(\frac{\underline{\omega}}{2\xi_e}) + \phi) \quad (3.3)$$

$$\underline{i}(\underline{t}) = \frac{u_M \underline{\omega}}{\sqrt{4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2}} \left[\sin(\arctan(\frac{\underline{\omega}}{2\xi_e}) + \phi) - \sin(\underline{\omega} \cdot \underline{t} + \arctan(\frac{\underline{\omega}}{2\xi_e}) + \phi) \right] \quad (3.4)$$

$$\underline{i}(\underline{t}) = \frac{u_M \underline{\omega}}{\sqrt{4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2}} [\sin(\psi + \phi) - \sin(\underline{\omega} \cdot \underline{t} + \psi + \phi)] \quad (3.5)$$

A l'instant de commutation, le courant, égal à $i(T/2) = i(\pi/\omega)$, est donné par (3.6).

$$\underline{i}(\pi/\underline{\omega}) = \frac{u_M \underline{\omega}}{\sqrt{4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2}} \sin(\phi + \psi)(1 + e^{-2t\xi_e}) \quad (3.6)$$

A cet instant $T/2$ auquel opère la commutation, l'énergie stockée dans l'inductance (proportionnelle au carré du courant i) doit être maximale. Le paramètre ϕ est donc réglé pour maximiser $i(T/2)^2$.

$$\underline{i}(\pi/\underline{\omega}) = \frac{u_M \underline{\omega}}{\sqrt{4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2}} \sin(\phi + \psi)(1 + e^{-2t\xi_e}) \quad (3.7)$$

Cette expression est dérivée par rapport à ϕ pour déterminer l'instant de commutation, par rapport au maximum de déplacement, permettant de se situer au maximum de courant. La valeur optimale de ϕ , et le courant maximum I_M correspondant sont donnés par l'équation (3.8).

$$\begin{cases} I_M = -\frac{u_M \underline{\omega}}{\sqrt{4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2}} \sin(\phi + \psi)(1 + e^{-2t\xi_e}) \\ \phi = \frac{1}{2} \arctan \frac{4\xi_e}{1-4\xi_e^2} \\ \psi = \arctan \frac{1}{2\xi_e} \end{cases} \quad (3.8)$$

Il est supposé que l'énergie transférée au condensateur à chaque période est égale à l'énergie stockée dans l'inductance (3.9). En pratique, ce transfert fait apparaître des pertes, notamment dues à la résistance de la bobine, aux pertes magnétiques, aux seuils de diodes etc. Ces pertes dépendent de la tension sur le condensateur et ne peuvent pas être simplement prises en compte dans le modèle. Ces pertes seront par contre l'objet d'une discussion lors des essais expérimentaux, dans la section 3.4.

$$P_S = L_0 I_M^2 \frac{\omega}{2\pi} \quad (3.9)$$

Remplacer l'expression du courant permet de déduire l'expression de la puissance récupérée avec la technique SMFE (3.10) à la fréquence de résonance ($\omega_r = \omega_0 \Leftrightarrow \underline{\omega}_r = 1$), en fonction du carré de l'amplitude du déplacement relatif de la masse (équation (3.10)).

$$P_S = \frac{L_0 \beta^2 \omega_0^2}{2\pi(L_0^2 \omega_0^2 + r_L^2)} \sin(\phi + \psi)^2 (1 + e^{\frac{-\pi r_L}{L_0 \omega_0}})^2 u_M^2 \quad (3.10)$$

Cette puissance peut être exprimée en fonction des paramètres caractéristiques introduits au chapitre précédent, table 2.2, comme montré équation (3.11).

$$P_S = \frac{k^2 \omega_0^3 M}{2\pi} \frac{\sin^2(\phi + \psi)(1 + e^{-2\pi\xi_e})^2}{1 + 4\xi_e^2} u_M^2 \quad (3.11)$$

L'amplitude du déplacement u_M est ensuite calculée à partir de l'équation couplée (2.25) et du courant donné par l'équation (3.5). Le courant, qui n'est pas sinusoïdal, est développé en série de Fourier. Etant donné que le système mécanique est excité autour de sa fréquence de résonance, l'harmonique fondamental, ou premier harmonique du courant a une influence prépondérante sur les autres harmoniques. Ainsi l'approximation du premier harmonique est appliquée. L'expression du premier harmonique du courant est donnée par l'équation (3.12).

$$\underline{i}_1(t) = \frac{2u_M \underline{\omega} \sin(\phi + \psi)(1 + e^{-2\pi\xi_e})}{\pi(4\xi_e^2 + \underline{\omega}^2)} \cos(\underline{\omega}t - (\phi + \psi)) \quad (3.12)$$

Substituer cette expression écrite dans le domaine de Fourier dans l'équation couplée mécanique (2.24) écrite dans le domaine de Fourier (3.13) conduit à l'expression de l'amplitude du déplacement à la résonance (équation (3.14)). Les notations \hat{y} et \hat{u} désignent les variables exprimées dans le domaine de Fourier.

$$-\underline{\omega}^2 \hat{y} = -\underline{\omega}^2 \hat{u} + j\underline{\omega} \hat{u} / Q_m + \hat{u} + k^2 \hat{u} \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} u_M^2 = \frac{(\gamma_M \cdot \omega_0)^2}{[\alpha \sin(\phi + \psi) \cos(\phi + \psi)]^2 + [\frac{1}{Q_m} + \alpha \sin^2(\phi + \psi)]^2} \\ \alpha = \frac{2k^2(1 + e^{-2\pi\xi_e})}{\pi(1 + 4\xi_e^2)} \end{cases} \quad (3.14)$$

Enfin, la puissance récupérée est calculée à partir de l'équation (3.10), et du déplacement donné par (3.14). La puissance normalisée est définie de la même manière que pour la technique classique, comme le quotient de P_S par la puissance limite P_{LIM} , conduisant à l'expression donnée par (3.15), dépendant des paramètres caractéristiques.

$$\underline{P}_S = \frac{P_S}{P_{LIM}} = \frac{k^2 Q_m \pi / 2 (1 + 4\xi_e^2)^2 (1 + e^{-2\pi\xi_e})^2 S^2}{[2k^2 Q_m S C (1 + e^{-2\pi\xi_e})]^2 + [\pi(1 + 4\xi_e^2) + 2k^2 Q_m S^2 (1 + e^{-2\pi\xi_e})]^2} \quad (3.15)$$

$$S = \sin(\phi + \psi) \quad (3.16)$$

$$C = \cos(\phi + \psi) \quad (3.17)$$

Cette expression fait apparaître que la puissance extraite avec la technique SMFE ne dépend plus du coefficient de charge ξ_c . Cette expression peut donc être étudiée en fonction du produit $k^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e , et directement comparée avec la puissance maximale extraite avec une technique classique.

3.3.2 Comparaison de la puissance récupérée avec le circuit SMFE et avec un circuit classique d'extraction

Des simulations numériques ont été réalisées pour comparer théoriquement la puissance normalisée récupérée avec le circuit SMFE (\underline{P}_S) à la puissance normalisée maximale récupérée avec la technique classique d'adaptation d'impédance (\underline{P}_R). La technique classique considérée est celle présentée au chapitre 2, consistant en une simple résistance de charge adaptée. Cette comparaison théorique ne tient pas compte des pertes de puissance dues au transfert d'énergie de l'inducteur à la capacité dans le cas du circuit SMFE. En pratique, utiliser la technique classique nécessite un redresseur et un convertisseur DC/DC qui implique des pertes qui ne sont également pas prises en compte.

La figure 3.6(a) présente l'évolution de la puissance normalisée récupérée en fonction des paramètres caractéristiques du générateur. Elle montre que pour de faibles valeurs de $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e , la technique SMFE permet de récupérer le même niveau ou un niveau de puissance supérieur à la technique classique, et le maximum de puissance est atteint pour un produit $k_m^2 \cdot Q_m$ plus faible avec la technique SMFE qu'avec la technique classique. La figure 3.6(b), qui présente le quotient des puissances récupérées avec l'une ou l'autre technique, montre que la technique SMFE permet de récupérer jusqu'à 2.5 fois plus de puissance que la technique classique (pour de faibles valeurs de $k_m^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e).

Pour les fortes valeurs de couplage cependant, la puissance récupérée avec la technique SMFE devient une fonction décroissante du produit $k^2 \cdot Q_m$, et devient inférieure à la puissance extraite avec une technique classique. Cet effet est la conséquence d'un effet d'amortissement vibratoire trop important pour les forts couplages avec la technique SMFE. On retrouve des résultats similaires avec la technique SECE pour les générateurs piézoélectriques.

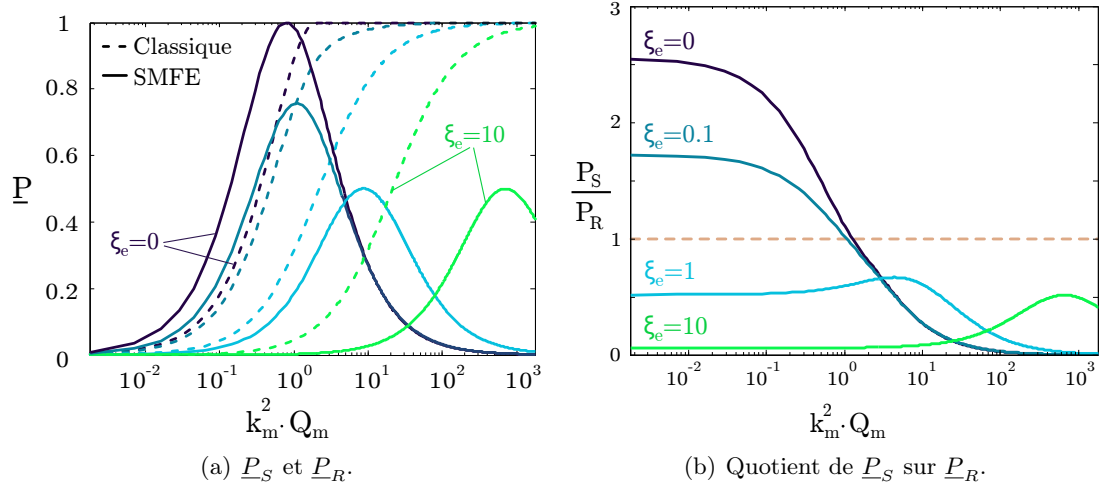


Figure 3.6 – Puissance normalisée avec la technique SMFE (\underline{P}_S) et avec la technique classique (\underline{P}_R), et quotient des deux, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, pour ξ_e variant de 0 à 10.

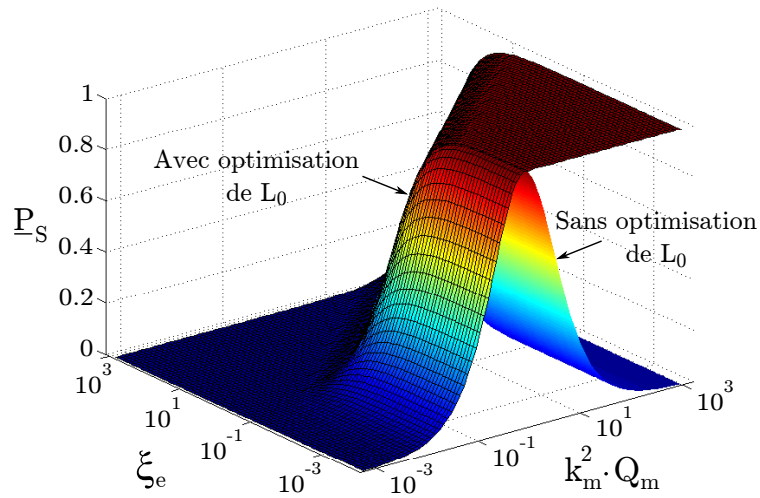


Figure 3.7 – \underline{P}_S avec ou sans inductance optimale, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, et de ξ_e .

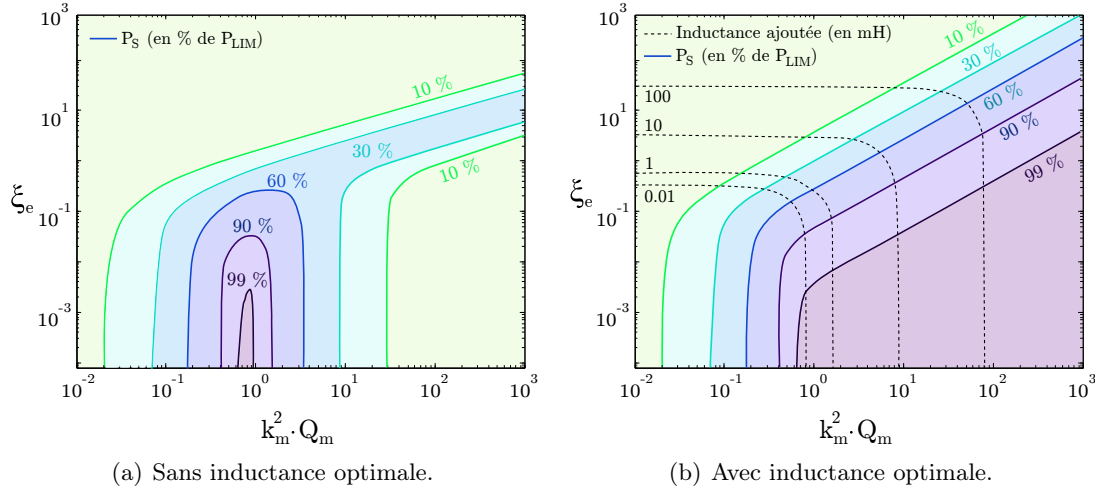


Figure 3.8 – \underline{P}_S avec ou sans inductance optimale, et niveaux d'inductance ajoutée en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, et de ξ_e .

Une solution pour éviter cette diminution de la puissance serait d'augmenter l'inductance de la bobine L_0 . En effet, le coefficient de couplage étant inversement proportionnel à L_0 , et au vu des courbes de puissance présentées figure 3.6(a), il existe une valeur d'inductance optimale permettant de récupérer la puissance maximale quel que soit le coefficient de couplage initial. Le coefficient de pertes ξ_e étant également inversement proportionnel à L_0 , cet ajustement permet de récupérer d'autant plus de puissance. Ajuster l'inductance d'un générateur électromagnétique peut s'effectuer par exemple en adaptant la géométrie du circuit magnétique, et notamment en diminuant la réluctance du circuit magnétique, indépendamment de la bobine elle-même. Cet aspect sera détaillé plus avant dans le chapitre 4. Si l'on se situe au niveau de faibles $k_m^2 \cdot Q_m$, et faibles pertes, cet ajustage n'est pas nécessaire, et la technique SMFE permet de récupérer plus de puissance que la technique classique quels que soient les paramètres.

La figure 3.7 montre l'évolution de la puissance récupérée avec la technique SMFE lorsque l'inductance du générateur est optimale, en comparaison avec l'évolution sans optimisation d'inductance, en fonction des paramètres caractéristiques du générateur. Pour les forts coefficients de couplage, on n'observe plus de diminution de puissance, qui reste constante au niveau de son maximum. Les figures 3.8(a) et 3.8(b) montrent plus précisément, les zones des paramètres du générateur permettant d'obtenir le maximum de puissance relativement à la puissance limite P_{LIM} , lorsque l'inductance est optimisée ou pas. Ainsi, pour les faibles coefficients de couplages et de pertes, l'optimisation d'inductance n'est pas nécessaire et la même puissance est récupérée, néanmoins pour les forts coefficients de couplages, l'ajout d'inductance (jusqu'à 100 mH) permet de compenser la diminution de puissance observée précédemment.

Si l'inductance est optimale, la figure 3.9(a) montre l'évolution de la puissance normalisée récupérée par la technique SMFE superposée à la puissance récupérée par une technique classique. Dans ce cas, \underline{P}_S est une fonction croissante de $k_m^2 \cdot Q_m$. La figure 3.9(b) montre qu'en utilisant cette stratégie le quotient entre \underline{P}_S et \underline{P}_R tend vers 1 lorsque $k_m^2 \cdot Q_m$ augmente.

Les résultats sont récapitulés figure 3.10, qui montre le pourcentage de P_R récupéré avec la technique SMFE, en fonction des paramètres caractéristiques du générateur. Ce graphique fait apparaître la zone du plan $(k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e)$ foncée, pour laquelle utiliser une

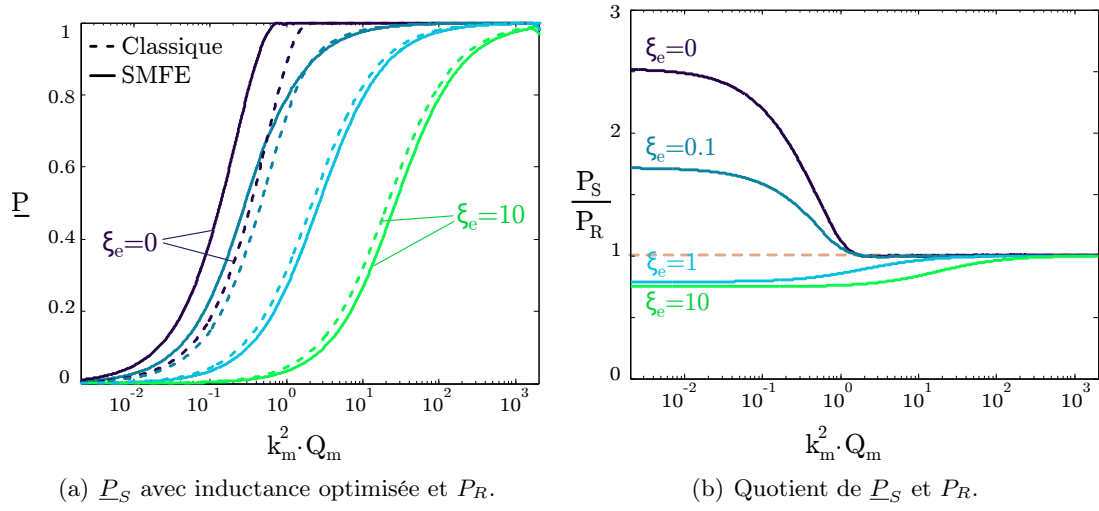


Figure 3.9 – Puissance normalisée avec la technique SMFE (\underline{P}_S) avec inductance optimale et avec la technique classique (\underline{P}_R), et quotient des deux, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, pour ξ_e variant de 0 à 10.

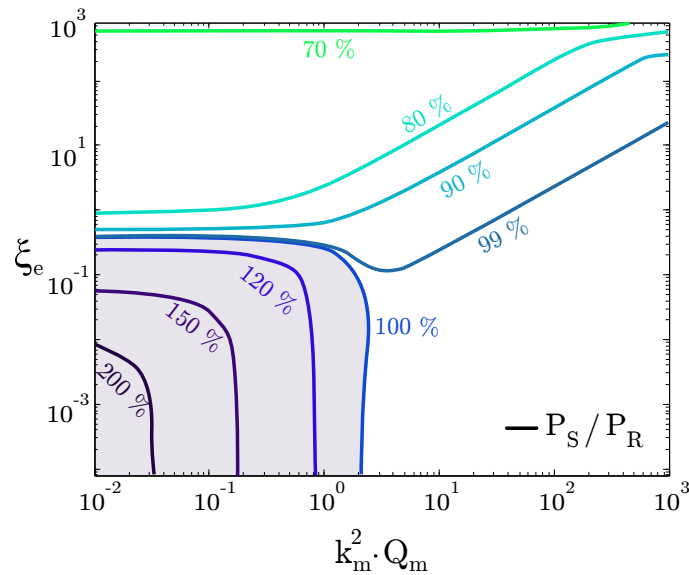


Figure 3.10 – Quotient de la puissance récupérée avec la technique SMFE (P_S) par la puissance récupérée avec la technique classique (P_R), en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e .

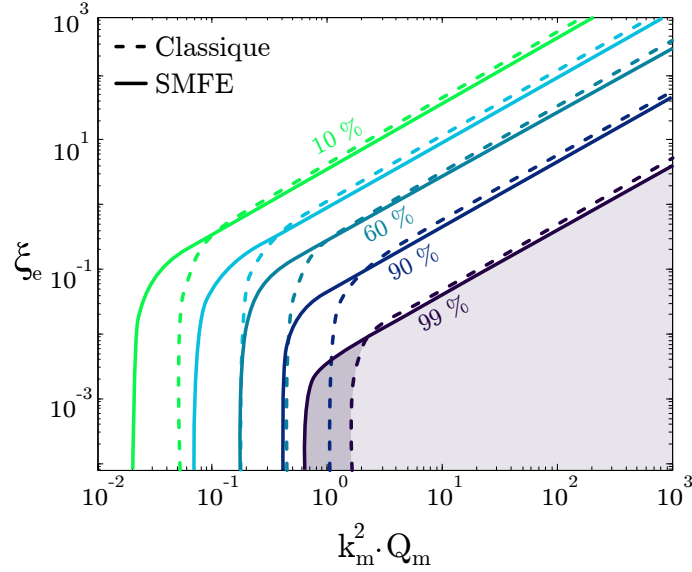


Figure 3.11 – Niveaux de puissance récupérée en pourcentage de P_{LIM} , en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e .

technique SMFE est plus avantageuse que la technique classique : jusqu'à 2.5 fois plus de puissance peut être récupérée pour de faibles coefficients de couplages et faibles pertes. Dans le reste du plan, c'est à dire pour de forts coefficients de pertes, la technique SMFE récupère légèrement moins que la technique classique, au maximum 30 % de moins dans le cas le plus défavorable.

Ces résultats peuvent également être présentés en faisant apparaître la puissance limite, comme montré figure 3.11. Ce graphique représente les niveaux de puissance récupérée avec l'une ou l'autre des techniques, en pourcentage de la puissance limite, et en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e . Ainsi, si on considère un générateur de paramètres caractéristiques k_m^2 , ξ_e et Q_m connus, ce graphique permet d'évaluer théoriquement quel niveau de puissance normalisée peut être récupéré, et quelle approche (classique ou SMFE) serait la plus adaptée pour récupérer le maximum de puissance.

3.3.3 Comparaison de la bande passante d'un EMG avec le circuit SMFE ou avec un circuit classique d'extraction

La bande passante d'un générateur utilisé avec la technique SMFE a également été étudiée numériquement. Son évolution en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e est représentée figure 3.12, en supposant l'inductance optimale.

Le comportement est similaire à celui d'un générateur avec la technique classique (présentée au chapitre 2, figure 2.11), c'est à dire la bande passante augmente avec le coefficient de couplage et lorsque le coefficient de pertes diminue, puis se stabilise pour les forts couplages. En dehors du pic localisé, la bande passante obtenue avec la technique classique est légèrement moins importante qu'avec la technique SMFE. La zone la plus intéressante pour la technique SMFE correspond globalement aux faibles valeurs de couplage, quelles que soient les pertes. La comparaison des niveaux de bande passante normalisée par ω_0 , en pourcentage du maximum atteint avec la technique SMFE, est montrée figure 3.13. Notons que pour ces simulations la puissance SMFE est maximisée grâce à l'optimisation de l'inductance, comme expliqué en section précédente. Dans le cas où l'on n'ajoute pas d'inductance, alors la bande passante obtenue est largement supérieure à celle avec une technique classique d'extraction, notamment pour les couplages importants.

Enfin, le produit de la puissance normalisée par la bande passante normalisée ($\underline{P} \cdot \underline{BP}$)

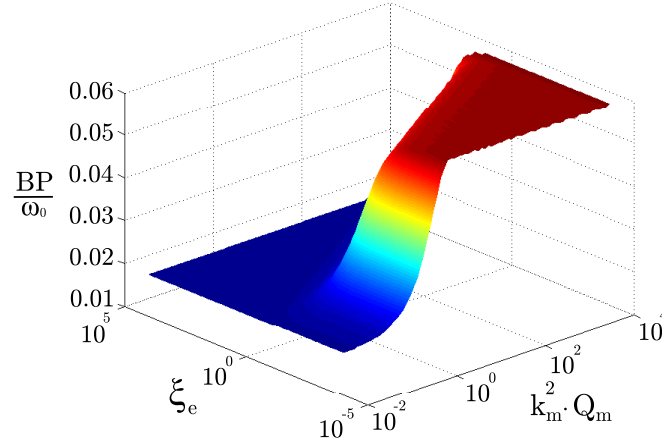


Figure 3.12 – Evolution de la bande passante normalisée avec le circuit SMFE en fonction des paramètres caractéristiques.

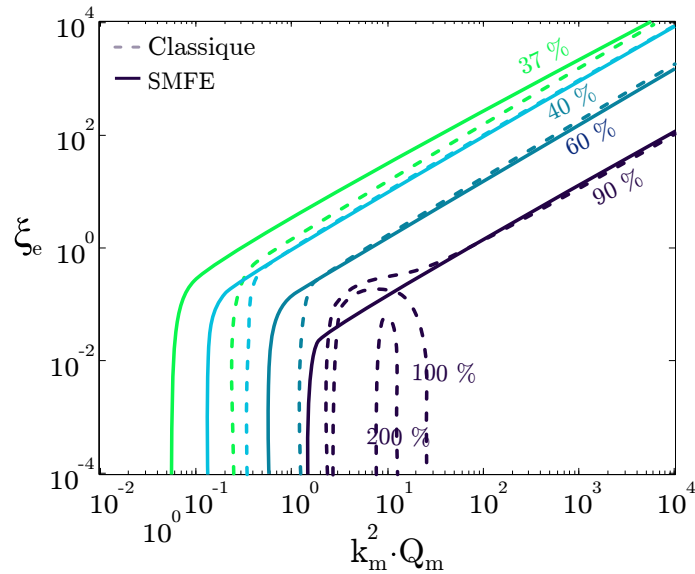


Figure 3.13 – Niveaux de bande passante normalisée en pourcentages de la bande passante maximale atteinte avec la technique SMFE, en fonction des paramètres caractéristiques d'un générateur.

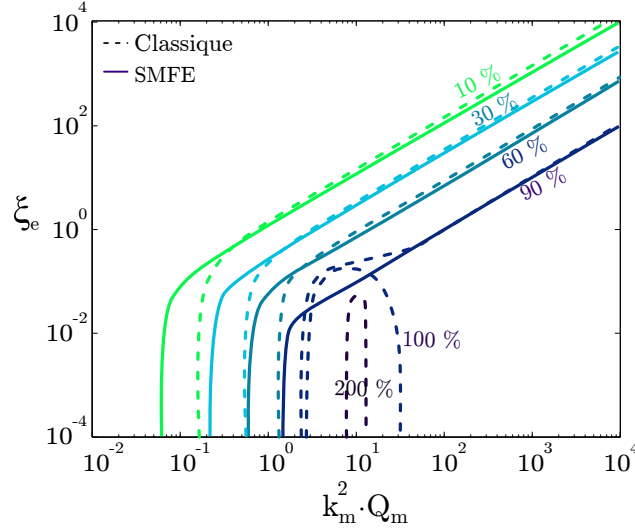


Figure 3.14 – Niveaux du produit bande passante puissance normalisé en pourcentage du produit maximal pour la technique SMFE, en fonction des paramètres caractéristiques.

est représenté figure 3.14. Les niveaux sont exprimés en pourcentage de $P_{LIM} \cdot \underline{BP}_{MAX}$ pour la technique SMFE. Il est montré que si l'on considère le critère de la bande passante en plus de celui de la puissance, la technique SMFE est plus avantageuse que la technique classique pour de faibles couplages et faibles pertes (de même que lorsque l'on considère seulement la puissance) et présente des performances quasiment similaires dans les autres zones du plan (différence inférieure à 10 %). Ainsi, dans ce cas où la puissance avec la technique SMFE est maximisée, l'évolution du produit bande passante x puissance est comparable à celle de la puissance. Si l'on cherche au contraire à maximiser la bande passante, alors on peut montrer que sans ajout d'inductance, celle-ci est largement meilleure que lorsque la technique classique est utilisée.

3.4 Résultats expérimentaux et validation du principe de fonctionnement

La technique SMFE est testée sur un générateur non-optimisé, dans l'objectif de valider le principe de fonctionnement du circuit SMFE, et les résultats théoriques. Dans un premier temps ses coefficients caractéristiques sont évalués, puis la puissance est relevée avec la technique classique ou la technique SMFE, et comparée aux prévisions théoriques.

3.4.1 Caractérisation du générateur

Le générateur utilisé, de taille macroscopique est composé d'une bobine, d'un aimant terre rare supporté par deux ressorts. Un schéma de la structure est montré figure 3.15. La résistance de la bobine est mesurée à 1.2Ω . Son inductance est déduite de l'équation (3.18), où R est la charge qui maximise la puissance pour une amplitude constante de déplacement, avec la technique classique. Le coefficient électromécanique β est déduit du coefficient

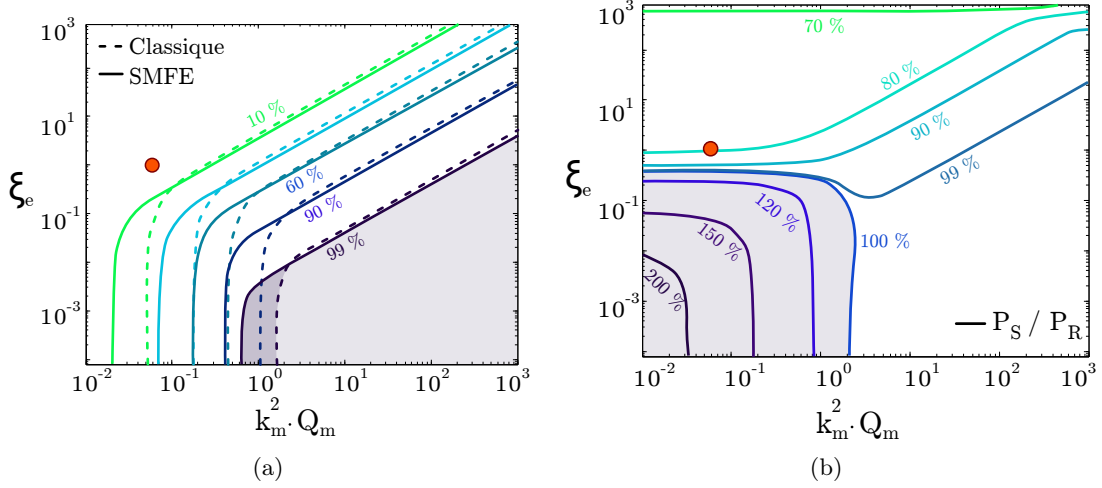


Figure 3.16 – Point de fonctionnement du générateur testé, superposé aux courbes théoriques.

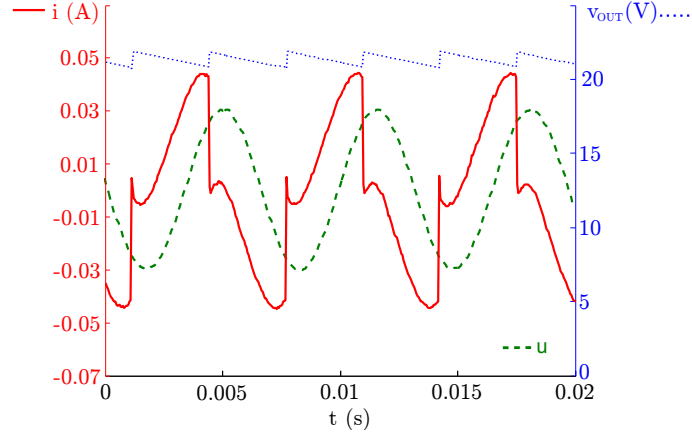


Figure 3.17 – Formes d'onde expérimentales de la tension, du déplacement et du courant.

conduit à ajouter un inducteur L_1 de 1 mH en série avec le générateur. Pour ce test, le circuit électronique montré figure 3.3(a) n'est pas autoalimenté. La figure 3.17 montre que le courant dans la bobine se comporte comme voulu : il est réduit à zéro deux fois par période, lorsque l'interrupteur permet la charge de C_1 ou C_2 .

La puissance récupérée est dans un premier temps déduite de l'énergie stockée dans l'inductance, c'est à dire, en supposant qu'il n'y a pas de pertes durant le transfert d'énergie de la bobine au condensateur. Le courant dans l'inductance est mesuré, et la puissance récupérée est déduite de l'équation (3.20), de la même manière que dans l'étude théorique. Son évolution en fonction de la charge est tracée figure 3.18(b).

$$P_S(\text{inductance}) = L_0 I_M^2 \frac{\omega}{2\pi} \quad (3.20)$$

Il est montré que la puissance reste constante autour de 2.6 mW quelle que soit la valeur de la charge et correspond environ aux prédictions théoriques (c'est à dire moins de 20 % de perte de puissance qu'avec la technique classique).

Dans un second temps, la puissance est mesurée à la charge : elle reste constante à une valeur plus faible, à partir de 1 kΩ et au delà. La différence entre la puissance convertie dans l'inductance, et la puissance dissipée dans la résistance de charge est due aux pertes magnétiques dans le circuit magnétique, ainsi qu'aux pertes résistives induites dans le

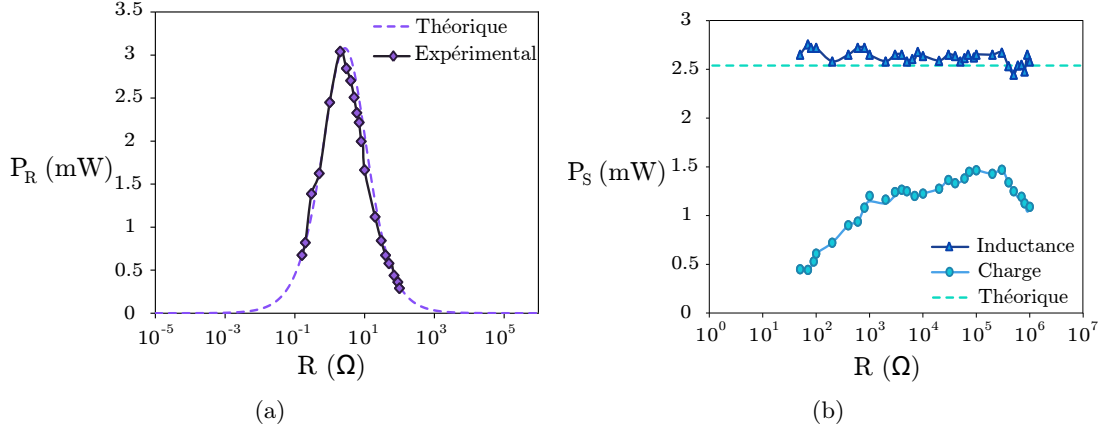


Figure 3.18 – Puissance expérimentale et théorique récupérée avec la technique SMFE et la technique classique.

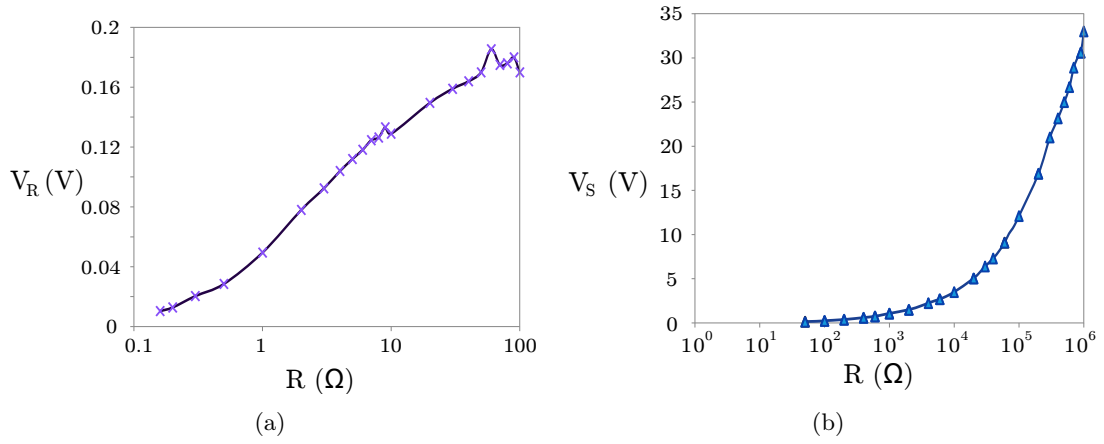


Figure 3.19 – Tension expérimentale et théorique récupérée avec la technique SMFE et la technique classique.

circuit SMFE. Pour de faibles valeurs de résistance la puissance diminue à cause de l'effet prépondérant des seuils de diodes.

Les tensions mesurées à la charge pour la technique classique et pour la technique SMFE sont présentées figures 3.19(a) et 3.19(b) respectivement, et comparées aux résultats théoriques. Avec la technique classique, une tension AC inférieure à 0.2 V RMS est mesurée. Du fait de cette faible tension, un redresseur à diodes classique ne peut pas être utilisé. Un redresseur synchrone, plus complexe à mettre en oeuvre devrait être mis en oeuvre pour des applications pratiques nécessitant des tensions continues.

Dans le cas de la technique SMFE, elle permet de fournir des tensions continues de 1 V à 30 V en fonction de la valeur de la charge.

3.4.3 Discussion

Les résultats théoriques montrent qu'utiliser la technique SMFE nécessite un générateur optimisé pour pouvoir récupérer plus de puissance qu'avec une technique classique. Les résultats de la section précédente ont montré que la plupart des EMGs existants présentaient une forte valeur de résistance en comparaison d'une inductance faible, conduisant

à des valeurs de ξ_e importantes, et supérieures à 1 (section 2.5). Dans ce cas, utiliser la technique SMFE au lieu d'une technique classique ne permet pas de récupérer plus de puissance. Si l'inductance est optimisée, cette diminution ne dépasse pas 20 % dans la majorité des cas, quel que soit le coefficient de couplage et le facteur de qualité mécanique. En pratique, un générateur électromagnétique classique est composé d'un aimant, d'une bobine et d'un circuit magnétique qui n'est pas fermé. En ajustant la longueur de l'entrefer, ou par exemple en le fermant complètement, il est possible d'augmenter l'inductance globale du générateur sans modifier la résistance de la bobine. C'est l'optimisation qui est proposée dans la section suivante.

Il est à noter cependant que la technique d'extraction classique nécessite l'implémentation d'un redresseur ainsi que d'un convertisseur DC/DC pour réguler la tension avant la charge. La technique SMFE quant à elle présente l'avantage de fournir des tensions continues directement exploitables, et une puissance indépendante de la charge. Cet aspect permet de s'affranchir du problème d'adaptation d'impédance, et de simplifier la réalisation pratique du circuit d'extraction.

Enfin, les niveaux de tension très faibles générés par les générateurs électromagnétiques sont un problème bien connu et répandu. Cela contraint à tenir compte non seulement de la puissance mais également de la tension générée lors de l'optimisation du design d'un générateur [14, 87]. une solution classique consiste à adapter le nombre de tours de la bobine : plus ce nombre est élevé, plus la tension générée est élevée, sans influence sur la puissance si le volume et le coefficient de foisonnement de la bobine restent constants. Cependant, en pratique pour les faibles sections de fil, le volume de la gaine isolante devient prépondérant devant le volume effectif de cuivre, diminuant ainsi le coefficient de foisonnement, et donc la densité de puissance [39]. La technique SMFE permet de s'affranchir de l'optimisation de la tension des EMGs, comme montré dans l'expérience précédente qui mettait en jeu une bobine présentant un faible nombre de tour et pour un fil de large section. Cette expérience montre clairement l'utilité de la technique SMFE qui permet de récupérer jusqu'à 1.5 mW de puissance et 30 V DC lorsque la technique classique fournit des tensions AC de 0.1 V, qui ne sont pas exploitables en pratique.

3.5 Conclusion

Une nouvelle technique d'extraction de l'énergie générée par un EMG est étudiée, dérivée des méthodes d'extraction synchrone de l'énergie précédemment développées pour les PEGs. Ses performances théoriques sont comparées avec la technique classique d'extraction de l'énergie et des mesures expérimentales sont réalisées pour valider le principe de fonctionnement de la technique SMFE.

Les mesures font apparaître que la technique SMFE permet de s'affranchir des difficultés introduites par l'extraction d'énergie pour un générateur électromagnétique : la dépendance de la puissance à la charge est fortement réduite d'une part, et les niveaux de tension produits sont fortement augmentés, avec un redressement intégré. L'utilisation de cette technique permet donc un design du générateur centré sur l'optimisation de la puissance seule (c'est à dire sans tenir compte de la tension générée).

Enfin, une étude théorique permet de montrer les aires de paramètres de EMGs pour lesquels la puissance récupérée avec la technique SMFE est supérieure à celle récupérée avec une technique classique (jusqu'à 2.5 fois plus importante). La suite du travail sera

donc la conception et l'optimisation d'un générateur électromagnétique en accord avec ces résultats, permettant de récupérer le maximum de puissance avec la technique SMFE.

4

Conception d'un générateur électromagnétique optimisé en vue de l'utilisation de la technique SMFE

Sommaire

4.1	Introduction	65
4.2	Objectifs liés à la réalisation du générateur	65
4.3	Structure considérée	66
4.4	Calcul analytique des paramètres caractéristiques	68
4.4.1	Rappel sur les aimants permanents et circuits magnétiques	68
4.4.2	Calcul des champs circulants	70
4.4.3	Détermination des paramètres caractéristiques	74
4.5	Optimisation analytique	75
4.5.1	Evaluation de la saturation	75
4.5.2	Paramètres d'entrée fixés	76
4.5.3	Plage de variation des variables	77
4.5.4	Programme d'optimisation	78
4.6	Optimisation éléments finis	79
4.6.1	Structure du programme	81
4.6.2	Définition de la saturation des matériaux	82
4.7	Résultats	83
4.7.1	Géométries optimales obtenues à partir des équations analytiques	83
4.7.2	Evolution des géométries en fonction du volume	85
4.7.3	Résultats de l'optimisation éléments finis	86
4.8	Conclusion	89

4.1 Introduction

Le chapitre 2 a présenté les paramètres caractéristiques liés à des EMGs précédemment développés. La plupart des générateurs électromagnétiques développés à ce jour sont constitués d'un ou plusieurs aimants, d'une bobine, et d'une culasse ferromagnétique ouverte [39, 41, 47]. Pour ces générateurs, qui sont en général utilisés avec une technique classique d'extraction de l'énergie, la tension doit être optimisée de même que la puissance. Pour ce faire, ils sont bobinés de fil à petite section, avec un très grand nombre de tours. L'inductance de ces générateurs est en général négligée en comparaison de leur résistance. En dehors de l'étude théorique effectuée par Spreeman et al. [14], une culasse ferromagnétique fermée n'est quasiment jamais envisagée.

Ce chapitre présente l'optimisation d'un générateur électromagnétique en vue de récupérer le pourcentage maximal de puissance limite avec la technique SMFE. Ce générateur présente l'originalité d'avoir une culasse fermée ou semi-fermée, dans l'objectif d'obtenir un faible ξ_e . La structure du générateur est détaillée, puis l'optimisation de ses paramètres géométriques est présentée.

4.2 Objectifs liés à la réalisation du générateur

Les résultats théoriques et expérimentaux présentés dans les chapitres précédents ont montré l'étude de la puissance récupérée par un générateur électromagnétique utilisé avec un circuit d'extraction classique, ou non linéaire (circuit SMFE). La puissance est étudiée en fonction des trois paramètres caractéristiques du générateur, k^2 , Q_m et ξ_e . La figure suivante 4.1 récapitule les résultats des second et troisième chapitres, pour préciser les motivations concernant la réalisation du générateur électromagnétique.

Cette figure permet de faire les remarques suivantes :

- Pour de faibles valeurs de $k^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e , P_s est égale ou supérieure à P_r , jusqu'à 250% de plus.
- Pour de fortes valeurs de $k^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e , P_s est inférieur à P_r , et au maximum 20% de moins.
- Les générateurs électromagnétiques de la littérature présentent de fortes valeurs de pertes et de couplage, et sont donc peu adaptés à une utilisation optimale de la technique SMFE.
- Les générateurs électromagnétiques de la littérature récupèrent moins de 76% de la puissance limite.

Au vu de la marge de progrès des générateurs électromagnétiques actuellement développés, il serait intéressant de réaliser un générateur électromagnétique qui permettrait de récupérer plus de 80% de la puissance limite. Le second objectif de ce travail est de développer cet EMG pour récupérer le maximum de puissance avec la technique SMFE. D'après les résultats précédemment présentés, la technique SMFE permet de récupérer plus de puissance qu'une technique classique pour un couplage plus faible, et lorsque le

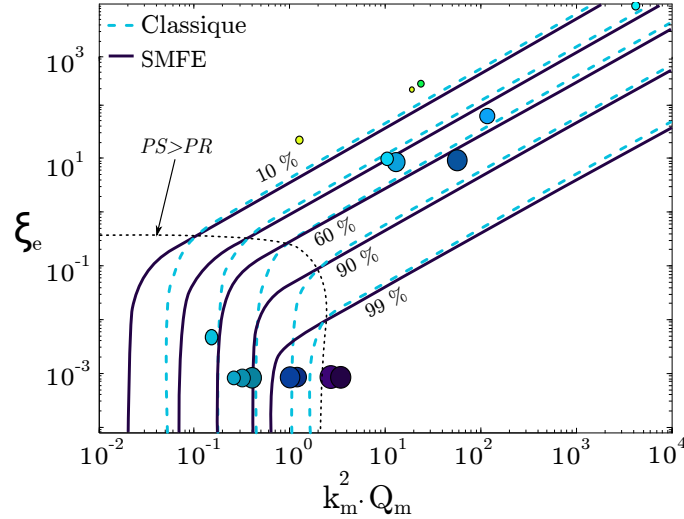


Figure 4.1 – Niveaux de puissance récupérée avec la technique classique ou SMFE, en pourcentage de la puissance limite, et en fonction des paramètres caractéristiques. Les cercles représentent les générateurs de la littérature précédemment développés. La zone délimitée par les pointillés représente l'aire dans laquelle P_S est supérieure à P_R .

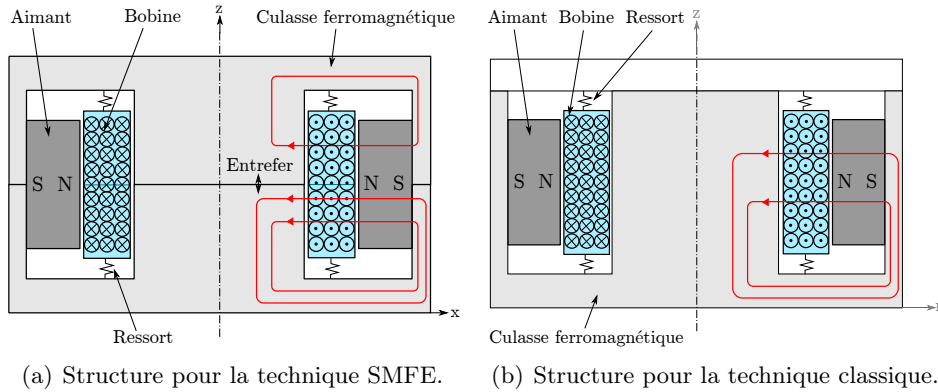


Figure 4.2 – Coupe schématique de la structure du générateur considéré.

coefficient de pertes est relativement faible. Ainsi, contrairement aux EMGs précédemment étudiés, pour un générateur adapté à la technique SMFE il sera plus avantageux d'avoir une inductance élevée de manière à limiter la valeur de ξ_e . La géométrie du générateur, ses dimensions ainsi que les matériaux seront donc choisis et optimisés en vue d'obtenir des paramètres caractéristiques situés dans la zone la plus avantageuse du graphique de la figure 4.1.

4.3 Structure considérée

Une image schématique de la coupe de la structure considérée est présentée figure 4.2(a). Elle est constituée de deux culasses ferromagnétiques cylindriques identiques, à l'intérieur desquelles est fixé un aimant de type annulaire, polarisé radialement. Une bobine placée à l'intérieur est supportée par deux ressorts planaires lui permettant de se déplacer selon

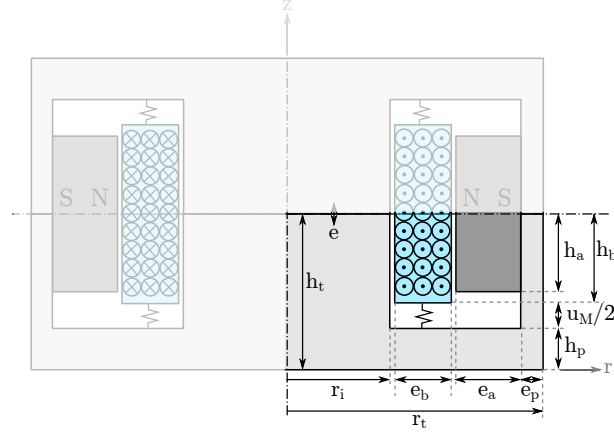


Figure 4.3 – Coupe schématique du générateur, et paramètres dimensionnels à optimiser.

l'axe z . Un faible entrefer est laissé entre les deux plots centraux des culasses.

La culasse semi-fermée, ou totalement fermée, permet de canaliser les lignes de champ de l'aimant (schématisées par les lignes fléchées rouges sur la figure 4.2(a)). Le flux magnétique coupé par la bobine crée un courant induit ainsi qu'un flux induit qui va s'ajouter ou se soustraire au flux de l'aimant, selon le signe du courant dans la bobine. La culasse fermée permet également d'augmenter fortement l'inductance du générateur en comparaison avec un système sans culasse, ou avec une culasse ouverte, et ce, sans modifier le coefficient électromécanique β . L'inductance dans ce cas va dépendre de la géométrie de la culasse, de sa perméabilité et surtout de la largeur de l'entrefer. L'inductance sera donc ajustable indépendamment de la géométrie de la bobine, pour obtenir le meilleur coefficient de couplage et de pertes. Ce générateur est donc théoriquement bien adapté pour récupérer un niveau de puissance important avec la technique SMFE.

Cette structure présente également l'avantage d'être compacte et fermée, ainsi que de canaliser totalement les flux magnétiques dans la culasse ferromagnétique permettant un calcul entièrement analytique des champs circulants et donc des paramètres caractéristiques.

Si l'objectif est de maximiser la puissance récupérée avec la technique classique d'extraction, il est optimal d'avoir un fort couplage électromécanique et un faible coefficient de pertes. Il n'est donc pas nécessaire à priori d'avoir une inductance élevée, qui diminuerait le coefficient de couplage. Dans ce cas, la structure présentée figure 4.2(b) serait plus adaptée. La culasse ferromagnétique est ouverte sur le haut, ou, dans ce cas, fermée par un matériau non ferromagnétique. De cette manière, les lignes de champ de l'aimant se rebouclent seulement sur un côté de la culasse, et l'inductance, qui dépend maintenant de l'entrefer créé par la bobine, est fortement réduite par rapport à la première géométrie, "fermée".

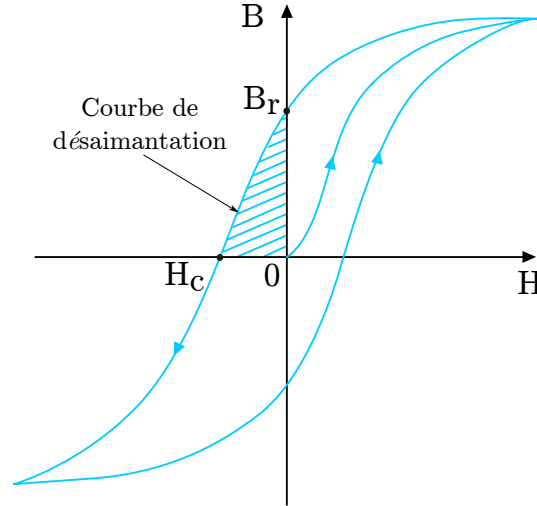


Figure 4.4 – Cycle d'hystérésis et points caractéristiques.

4.4 Calcul analytique des paramètres caractéristiques

L'objectif de cette section est le calcul des paramètres caractéristiques du générateur en fonction des dimensions caractéristiques. Dans une première partie l'expression des flux magnétiques dans le générateur est établie. La tension induite de mouvement peut en être déduite, permettant le calcul du coefficient électromécanique β . Dans une seconde partie, l'inductance et la résistance de la bobine sont déterminées analytiquement, permettant le calcul du coefficient de couplage et du coefficient de pertes résistives, en fonction des dimensions du générateur. L'ensemble de ces dimensions, et leurs notations sont représentés figure 4.3. Quelle que soit la structure considérée, on peut considérer pour le calcul seulement un quart du générateur, comme représenté figure 4.3.

4.4.1 Rappel sur les aimants permanents et circuits magnétiques

Cycle d'hystérésis

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques dits "durs", caractérisés par un cycle d'hystérésis large représentant l'évolution du champ magnétique d'induction B en fonction du champ d'excitation magnétique H . Après une première aimantation du matériau jusqu'à saturation, si l'on décroît H jusqu'à 0, il reste un champ magnétique B_r , appelé champ rémanent (figure 4.4). Pour annuler ce champ il est nécessaire d'appliquer un champ d'excitation négatif. Lorsque l'on atteint le champ coercitif nommé H_c , le champ d'induction s'annule totalement. L'aire hachurée située sous la courbe représente l'énergie nécessaire pour désaimanter le matériau. Dans le cas de matériaux durs comme les aimants permanents cette énergie doit être la plus importante possible.

La figure 4.5 présente la courbe de désaimantation de différents types d'aimants permanents. Les aimants Aluminium Nickel Cobalt (AlNiCo) à faibles champs coercitifs montrent une courbe de démagnétisation non linéaire. Dans ce cas, si l'aimant est démagnétisé jusqu'au point P (figure 4.6), puis si l'on augmente à nouveau le champ d'excitation, le matériau ne revient pas à son état initial mais suit une droite parallèle à la tangente à la caractéristique en B_r , appelée droite de recul. Cette droite a une ordonnée à l'origine B_0 , et une abscisse à l'origine H_0 . Dans le cas des aimants à forte densité d'énergie tels que les aimants Néodyme Fer Bore (NdFeB) ou Samarium Cobalt (SmCo), qui présentent une caractéristique quasiment linéaire, la droite de recul est confondue avec la courbe de désaimantation, de même que B_r et B_0 .

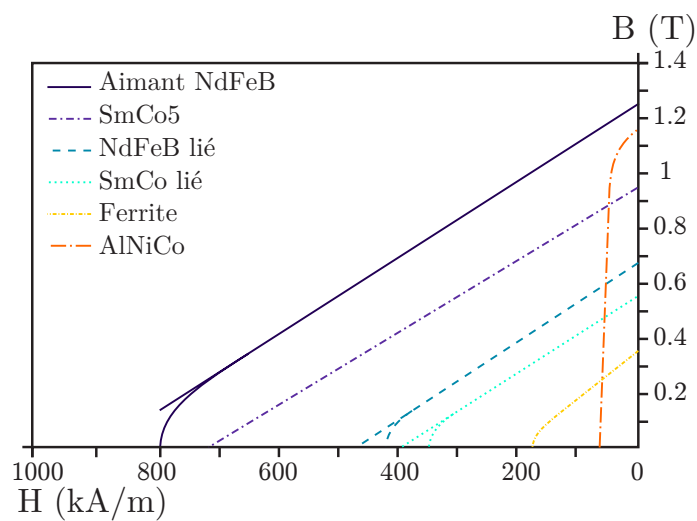


Figure 4.5 – Courbes de désaimantation pour différents types d'aimants.

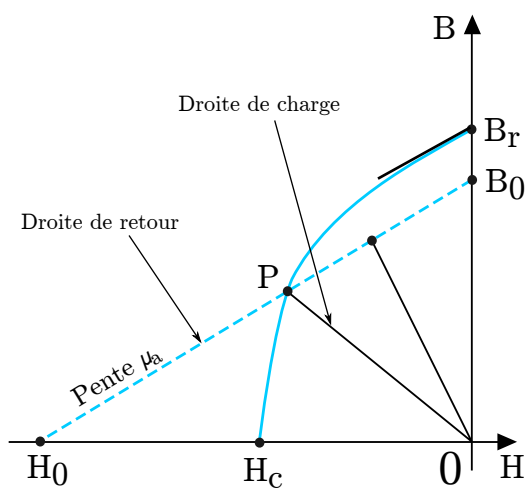


Figure 4.6 – Point de fonctionnement et droite de retour.

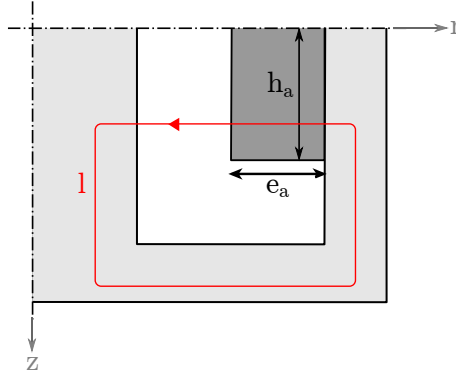


Figure 4.7 – Structure considérée pour le calcul du champ propre de l'aimant.

Point de fonctionnement du circuit

Lorsque l'on insère un aimant permanent dans un circuit magnétique avec entrefer, comme c'est le cas pour la structure considérée ici, l'aimant permanent impose la caractéristique $B(H)$ non linéaire, et l'entrefer impose une caractéristique linéaire, appelée droite de charge, dont la pente dépend des dimensions relatives de l'aimant et de l'entrefer. Le point de fonctionnement de l'aimant (B_a, H_a) est donnée par l'intersection des deux courbes (le point P sur la figure 4.6). Ce point est caractérisé par l'équation (4.1), avec μ_a la perméabilité interne de l'aimant ($\mu_a = \mu_0 \mu_{ar}$, μ_{ar} variant en général entre 1 et 4).

$$B_a = \mu_a H_a + B_0 \quad (4.1)$$

Le produit $|B_a H_a|_{max}$ (en J/m^3) fourni par les constructeurs est appelé énergie spécifique. Il correspond à la maximisation de l'énergie, et donc la minimisation du volume d'aimant.

4.4.2 Calcul des champs circulants

Champ propre de l'aimant

Le champ d'induction magnétique propre de l'aimant, nommé B_{aa} , est déterminé en considérant l'aimant seul (c'est à dire un courant nul dans la bobine), et le trajet d'une ligne de champ dans la culasse (représenté par la ligne de longueur l sur la figure 4.7). Au vu des symétries du système, les champs ne dépendent que du rayon r . Il est également considéré pour ce calcul, et pour les suivants, que la perméabilité du fer est très grande par rapport à celle de l'air, et que les lignes de champ sont radiales dans l'entrefer (c'est à dire au travers de la bobine).

La loi d'Ampère permet d'écrire que la circulation du champ H le long du contour l est nulle. On obtient donc l'égalité suivante des champ (4.2). $\{H_e, B_e\}$ représentent les champs dans l'entrefer et $\{H_a, B_a\}$ le point de fonctionnement de l'aimant.

$$\int_l H dl = \int_{r_i}^{r_i+e_b} H_e(r) dr + \int_{r_i+e_b}^{r_i+e_b+e_a} H_a(r) dr = 0 \quad (4.2)$$

Le champ magnétique dans l'entrefer H_e , et le champ d'induction magnétique dans l'entrefer B_e sont liés par la relation (4.3), avec μ_0 la perméabilité du vide.

$$B_e(r) = \mu_0 H_e(r). \quad (4.3)$$

Le point de fonctionnement de l'aimant donne la relation suivante 4.4. L'aimant étant polarisé radialement, B_0 dépend du rayon. On peut l'exprimer de manière simplifiée en

fonction du rayon moyen de l'aimant, $r_m = r_i + e_b + e_a/2$, et de l'ordonnée à l'origine de la droite de recul de l'aimant B_{00} , assimilable au champ rémanent B_r :

$$B_a(r) = \mu_a H_a + B_0(r) \quad (4.4)$$

$$B_0(r) = B_{00} r_m / r \quad (4.5)$$

Les champs s'expriment en fonction du rayon r :

$$B_e(r) = B_e(r_i + e_b) \frac{r_i + e_b}{r} \quad (4.6)$$

$$B_a(r) = B_a(r_i + e_b) \frac{r_i + e_b}{r} \quad (4.7)$$

La conservation du flux le long du contour l, et notamment au niveau du rayon $r_i + e_b$, permet d'écrire les relations (4.8) et (4.9), avec $\phi_{aa}(r_i + e_b) = B_{aa}(r_i + e_b)S$ et $S = 2\pi(r_i + e_b)h_a$ est la section commune à l'aimant et l'entrefer.

$$\phi_{aa}(r_i + e_b) = \phi_{aa}(r_i + e_b + e_a) = \phi_e(r_i + e_b) \quad (4.8)$$

$$B_{aa}(r_i + e_b) = B_e(r_i + e_b) \quad (4.9)$$

Ces égalités permettent de réécrire la loi d'ampère (4.2) comme exprimé équation (4.10).

$$\int_{r_i}^{r_i+e_b} B_{aa}(r_i + e_b) \frac{r_i + e_b}{\mu_0 r} dr + \int_{r_i+e_b}^{r_i+e_b+e_a} \left[B_{aa}(r_i + e_b) \frac{r_i + e_b}{\mu_a r} - \frac{B_{00} r_m}{\mu_a r} \right] dr = 0 \quad (4.10)$$

$$(r_i + e_b) B_{aa}(r_i + e_b) \left[\frac{1}{\mu_0} \int_{r_i}^{r_i+e_b} \frac{1}{r} dr + \frac{1}{\mu_a} \int_{r_i+e_b}^{r_i+e_b+e_a} \frac{1}{r} dr \right] - \frac{B_{00} r_m}{\mu_a} \int_{r_i+e_b}^{r_i+e_b+e_a} \frac{1}{r} dr = 0 \quad (4.11)$$

En effectuant l'intégration, et en utilisant l'expression (4.7), on peut en déduire l'expression du champ induit propre à l'aimant, en fonction de r , et des différents paramètres géométriques de la bobine et de l'aimant (4.12).

$$B_{aa}(r) = B_{00} \frac{r_m}{r} \frac{\ln\left(\frac{r_i+e_b+e_a}{r_i+e_b}\right)}{\frac{\mu_a}{\mu_0} \ln\left(\frac{r_i+e_b}{r_i}\right) \ln\left(\frac{r_i+e_b+e_a}{r_i+e_b}\right)} \quad (4.12)$$

On introduit les perméances de l'aimant et de l'entrefer, respectivement Λ_a et Λ_e , définies comme suit (4.13) et (4.14).

$$\frac{1}{\Lambda_a} = \int_{r_i+e_b}^{r_i+e_b+e_a} \frac{1}{\mu_a S} dr \Leftrightarrow \Lambda_a = \frac{\mu_a h_a 2\pi}{\ln\left(\frac{r_i+e_b+e_a}{r_i+e_b}\right)} \quad (4.13)$$

$$\frac{1}{\Lambda_e} = \int_{r_i}^{r_i+e_b} \frac{1}{\mu_0 S} dr \Leftrightarrow \Lambda_e = \frac{\mu_0 h_a 2\pi}{\ln\left(\frac{r_i+e_b}{r_i}\right)} \quad (4.14)$$

Ainsi, en remplaçant Λ_a et Λ_e dans (4.12), on obtient l'expression du champ propre de l'aimant (4.15), puis celle du flux propre de l'aimant ϕ_{aa} (4.16).

$$B_{aa}(r) = B_{00} \frac{r_m}{r} \frac{\Lambda_e}{\Lambda_e + \Lambda_a} \quad (4.15)$$

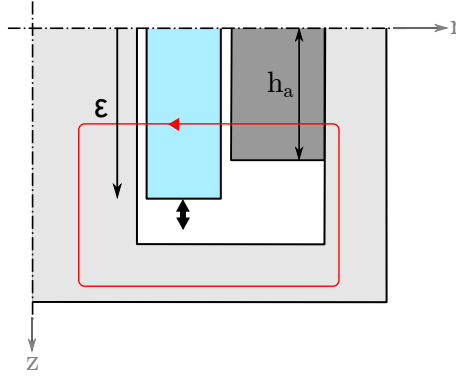


Figure 4.8 – Structure considérée pour le calcul du champ dans la bobine.

$$\phi_{aa} = 2\pi r_m h_a B_{00} \frac{\Lambda_e}{\Lambda_e + \Lambda_a} \quad (4.16)$$

Cette dernière expression fait apparaître le produit de B_{00} par la section moyenne de l'aimant $S_{am} = 2\pi r_m h_a$, représentant le potentiel magnétique de l'aimant θ_a . L'expression du flux magnétique induit de l'aimant peut donc être réécrite, en fonction de ce potentiel magnétique, et d'une perméance globale Λ_{aa} (équation 4.18).

$$\phi_{aa} = \Lambda_{aa} \theta_a \quad (4.17)$$

$$\Lambda_{aa} = \frac{\Lambda_e}{\Lambda_e + \Lambda_a} \quad (4.18)$$

Flux créé par l'aimant circulant dans la bobine

Pour calculer le flux créé par l'aimant dans la bobine, ϕ_{ba} , on considère un quart de la structure comme montré figure 4.8. Dans ce cas encore, on considère le courant dans la bobine nul, et on s'intéresse seulement au champ généré par l'aimant. ϵ est introduit, qui correspond à la longueur d'immersion de la bobine dans le champ de l'aimant. Cette valeur va dépendre du déplacement de la bobine.

Le flux mutuel totalisé s'écrit de la forme suivante (4.19) :

$$\psi_{ba}(\epsilon) = \int_0^{h_a} N(z) d\phi_e(z) dz \quad (4.19)$$

Dans cette expression, $N(z)$ représente le nombre de tours de la bobine encerclés par le champ magnétique de l'aimant, et $d\phi_e$ une section infiniment petite de flux dans l'entrefer. D'après la conservation du flux on a donc $d\phi_e = \phi_{aa}/h_a$, et on peut en déduire l'expression de ϕ_{ba} , donnée équation (4.20).

$$\phi_{ba}(\epsilon) = \frac{\psi_{ba}(\epsilon)}{N} = \frac{N}{h_b} \phi_{aa} \left(\epsilon - \frac{h_a}{2} \right) \quad (4.20)$$

Le flux d'induction magnétique créé par l'aimant dans la bobine s'écrit alors :

$$\phi_{ba}(\epsilon) = \Lambda_{ba} \theta_a \quad (4.21)$$

$$\Lambda_{ba} = \frac{\Lambda_{aa}}{h_b} \left(\epsilon - \frac{h_a}{2} \right) \quad (4.22)$$

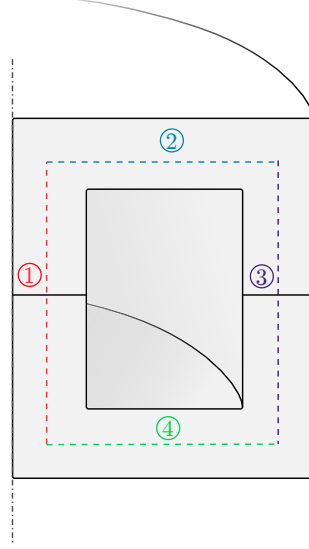


Figure 4.9 – 4 termes de réluctance à calculer selon le chemin du flux propre de la bobine, lorsque les deux culasses sont jointes sans entrefer.

Flux propre de la bobine

Pour le calcul du flux propre de la bobine, seule cette dernière est considérée (figure 4.10). On suppose donc $\theta_a = 0$. Le flux créé par la bobine circule seulement dans la culasse ferromagnétique et au travers de l'entrefer.

En supposant la réluctance du fer négligeable devant celle de l'entrefer (ce qui correspond à une perméabilité du fer très supérieure à celle de l'air), on peut écrire le flux induit magnétique en fonction de la perméance Λ_{bb} qui ne dépend que de la géométrie de l'entrefer(4.23).

$$\phi_{bb} = \Lambda_{bb} N i \quad (4.23)$$

- Pour la structure SMFE, l'entrefer est la faible ouverture entre les deux culasses, d'épaisseur e et de section $S_e = \pi r_i^2$. On a alors pour Λ_{bb} :

$$\Lambda_{bb} = \frac{\mu_0 S_e}{e} = \frac{\mu_0 \pi r_i^2}{e} \quad (4.24)$$

Dans le cas où il n'y a pas d'entrefer, c'est à dire dans le cas où les deux culasses sont jointes hermétiquement, alors la perméance propre de la bobine ne dépend plus que des caractéristiques de la ferrite (sa perméabilité), et de sa géométrie. Son expression se déduit de celle de la réluctance totale, qui s'exprime comme la somme de 4 termes, suivant le chemin parcouru par le flux propre de la bobine (figure 4.9) : $\Lambda_{bb} = \frac{1}{\mathcal{R}}$, avec $\mathcal{R} = \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_4$. \mathcal{R} peut s'exprimer en fonction des dimensions de la culasse comme précisé équation 4.25. L'inductance est dans ce cas fortement augmentée par rapport à une géométrie avec entrefer.

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu_{fer} \pi} \left[l_1 \left(\frac{1}{r_i^2} + \frac{1}{r_t^2 - r_i^2} \right) + \frac{1}{h_p} \ln \left(\frac{2r_t - e_p}{r_i} \right) \right] \quad (4.25)$$

- Pour la structure classique, l'entrefer est l'ouverture de la culasse traversant la bobine, d'épaisseur $R - r_i$, et de section $S_r = 2\pi r(h_t - h_p)$. La perméance propre de la bobine se calcule alors comme donné équation (4.27), en faisant l'hypothèse que les lignes de champ sont parallèles et réparties de manière homogène le long de la hauteur $h_t - h_p$.

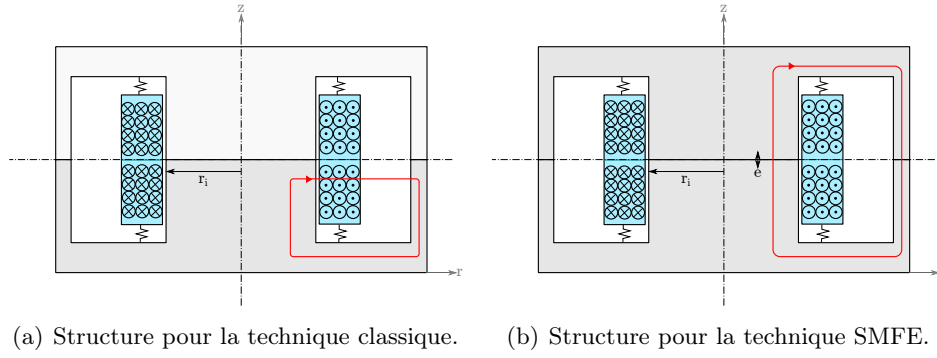


Figure 4.10 – Structure considérée pour le calcul du champ propre de la bobine.

$$1/\Lambda_{bb} = \int_{r_i}^R \frac{1}{\mu_0 S_r} dr \quad (4.26)$$

$$\Lambda_{bb} = \frac{\mu_0 S_r}{\ln(R/r_i)} \quad (4.27)$$

4.4.3 Détermination des paramètres caractéristiques

Tension induite de mouvement

La tension générée aux bornes de la bobine lorsque celle-ci se déplace dans le champ magnétique s'exprime par la relation (4.29), qui peut s'exprimer en fonction de la vitesse de déplacement, comme montré équation (4.29).

$$u_i = \frac{\partial \psi_{bb}}{\partial t} + \frac{\partial \psi_{ba}}{\partial t} \quad (4.28)$$

$$u_i = \left(\frac{\partial \psi_{bb}}{\partial \epsilon} + \frac{\partial \psi_{ba}}{\partial \epsilon} \right) \frac{\partial \epsilon}{\partial t} \quad (4.29)$$

Le flux totalisé propre de la bobine ne dépendant pas du déplacement ϵ , on peut finalement exprimer la tension induite de mouvement en fonction de la vitesse v du déplacement de la bobine, et d'un coefficient dépendant du nombre de tours N et du flux propre de l'aimant (4.30). Ce coefficient est le coefficient de couplage électromécanique β (coefficient de proportionalité entre la tension induite et la vitesse de déplacement).

$$u_i = \frac{N \phi_{aa}}{h_b} v = \beta v \quad (4.30)$$

Inductance et résistance de la bobine

- L'inductance est définie comme le quotient du flux totalisé traversant la bobine, par le courant correspondant. D'après l'expression précédente du flux propre de la bobine, L_0 s'exprime donc en fonction de la perméance propre de la bobine et du nombre de tours au carré (4.31).

$$L_0 = \frac{\psi_{bb}}{i} = \frac{N \phi_{bb}}{i} = N^2 \Lambda_{bb} \quad (4.31)$$

- La résistance de la bobine ne dépend que des caractéristiques de la bobine et du fil : ρ la résistivité du cuivre employé, L_{fil} la longueur de fil, et S_{fil} la section du fil (4.32).

$$r_L = \frac{\rho L_{fil}}{S_{fil}} \quad (4.32)$$

Elle peut être exprimée en fonction de la section S_b de la bobine, du coefficient de foisonnement k_f et du rayon moyen de la bobine $r_{bm} = r_i + e_b/2$ (4.33).

$$r_L = \frac{\rho N^2 r_{bm}}{S_b k_f} \quad (4.33)$$

Calcul des paramètres caractéristiques

Les paramètres caractéristiques du générateur, k^2 et ξ_e peuvent ensuite être déduits à partir de leur définition, en fonction des dimensions du générateur et des paramètres mécaniques fixés (équations (4.34) et (4.35)).

$$k^2 = \frac{\beta^2}{KL_0} = \frac{\mu_0 \pi r_i^2 \phi_{aa}^2}{Kh_b^2 e} \quad (4.34)$$

$$\xi_e = \frac{r_L}{2L_0 \omega_0} = \frac{\rho r_{bm} \mu_0 \pi r_i^2}{2\omega_0 e S_b k_f} \quad (4.35)$$

On peut remarquer à partir de ces expressions que la puissance normalisée récupérée par le générateur, dépendante seulement de ces paramètres caractéristiques, ne dépend pas du nombre de tours de la bobine.

4.5 Optimisation analytique

4.5.1 Evaluation de la saturation

Une évaluation théorique du champ magnétique total maximal circulant dans la culasse ferromagnétique est effectuée dans le but de limiter les effets non-linéaires dus à une éventuelle saturation de la culasse. Dans un premier temps, une limite à 1 T est fixée, correspondant approximativement à une limite haute de saturation de matériaux en ferrite. On impose également l'égalité des sections de flux dans toute la structure, de manière à obtenir un flux égal dans tous le pot, dans un but de simplification des contraintes. On suppose donc $S_1 = S_2 = S_3$ (figure 4.11).

En développant cette égalité, on obtient les deux relations (4.36) et (4.37) suivantes.

$$S_1 = S_2 \Rightarrow R_t^2 = r_i^2 + R^2 \quad (4.36)$$

$$S_1 = S_3 \Rightarrow e_p = r_i/2 \quad (4.37)$$

Le flux total maximal dans le pot est égal au flux de l'aimant ϕ_{aa} , auquel on ajoute le flux induit par la bobine ϕ_{bb} lorsqu'un courant induit maximal I_M circule dans l'enroulement. Il s'exprime en fonction de β et du déplacement maximal u_M comme montré équation

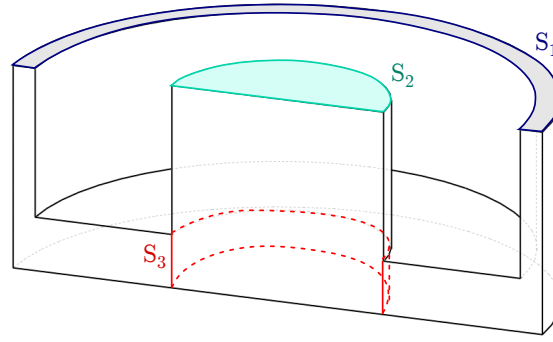


Figure 4.11 – Sections de flux supposées égales S_1 , S_2 et S_3 , représentées sur une vue en coupe de la moitié inférieure de la culasse ferromagnétique.

(4.38). On en déduit l'expression du flux induit de la bobine (4.39), puis la condition liée à la limite de saturation du pot magnétique, donnée équation (4.40).

$$I_M = \beta / L_0 u_M \quad (4.38)$$

$$\phi_{bb} = \Lambda_{bb} \frac{\beta}{L_0} u_M \quad (4.39)$$

$$\frac{\phi_{aa} + \phi_{bb}}{S_1} \leq 1 \quad (4.40)$$

4.5.2 Paramètres d'entrée fixés

Vibration d'entrée

Il est supposé que le générateur sera utilisé pour une vibration ambiante de fréquence 100 Hz et d'accélération 2 g. La majorité des applications pour les générateurs électromagnétiques se situent en effet pour des vibrations de fréquences 100 Hz et inférieures.

Paramètres mécaniques

Un certain nombre de paramètres sont fixés arbitrairement pour l'optimisation de la structure électromagnétique. C'est le cas notamment des paramètres mécaniques. La fréquence de résonance du générateur est fixée à 100 Hz, en accord avec la vibration extérieure considérée. On considère une masse dynamique de 5 g, conduisant à une raideur globale du système d'environ 2000 N/m⁻¹. Ces valeurs seront ajustées lors du design des ressorts planaires. Le facteur de qualité mécanique est fixé à 50, valeur qui correspond à l'ordre de grandeur pour des générateurs classiques. Enfin, le volume total du générateur est limité à 10 cm³, ce qui correspond approximativement au volume de deux piles AAA, couramment utilisées pour fournir l'énergie de noeuds de réseaux de capteurs.

Propriétés des matériaux

Les propriétés magnétiques des matériaux doivent être connues pour pouvoir calculer les champs magnétiques.

	Paramètre	Valeur	Nom
Mécanique	f_0	100 Hz	Fréquence de résonance
	γ	2g	Accélération de la vibration
	Q_m	50	Facteur de qualité mécanique
Matériaux	μ_0	$4\pi 10^{-7}$ Tm/A	Perméabilité du vide
	μ_a	1.22	Perméabilité interne relative de l'aimant
	μ_r	1200	Perméabilité relative de la ferrite
	B_r	1.37 T	Champ rémanent de l'aimant
	ρ_c	$17e^{-9}$ Ω m	Résistivité du cuivre
Autres	V	5 cm ³	Demi volume
	k_f	0.7	Coefficient de foisonnement de la bobine
	N	50	Nombre de tours de la bobine

Table 4.1 – Paramètres fixés.

- Un **aimant permanent** de type Néodyme Fer Bore est considéré, dans la mesure où c'est le type d'aimant présentant le plus fort produit $|BH|_{max}$, et les champs rémanents et coercitifs les plus élevés). La perméabilité interne d'un aimant permanent varie entre 1.05 et 3.5 fois la perméabilité du vide μ_0 . On choisit $\mu_a = 1.22\mu_0$, en accord avec les propriétés de l'aimant NdFeB le plus puissant proposé par l'entreprise Calamit Magnet. Le champ rémanent B_r est égal à 1.37.
- Le matériau choisi pour la **culasse magnétique** est la ferrite, qui, malgré un champ de saturation relativement faible, présente une perméabilité élevée et permet de limiter les pertes magnétiques en haute fréquence (l'utilisation de la technique SMFE implique en effet l'annulation du courant dans la bobine en un très court laps de temps, et donc la nécessité de limiter les pertes hautes fréquence). La perméabilité relative de la ferrite choisie est $\mu_r = 1200$.
- La **bobine** est constituée d'un enroulement de fil de cuivre sur un support non conducteur. La résistivité du fil de cuivre est de 17 n Ω /m. En négligeant les effets de seuil, la puissance ne dépend pas du nombre de tours de la bobine. On fixe alors aléatoirement $N = 50$ et un coefficient de foisonnement de 0.7, valeurs qui seront ajustées par la suite en fonction de la section du fil utilisé.

4.5.3 Plage de variation des variables

Etant donné les relations (4.36) et (4.37), l'optimisation portera sur seulement 5 paramètres indépendants : $x = \{h_t, r_i, e_a, h_a, e\}$. Les autres dimensions en sont déduites, comme explicité table 4.2, l'épaisseur de l'entrefer e jouant seulement sur la valeur d'inductance lorsque la géométrie fermée par un chapeau ferromagnétique est considérée.

Pour ne pas obtenir de géométrie absurde, ou bien incompatible avec la réalisation pratique, les variables sont limitées à une plage de variation délimitée par des valeurs minimales et maximales :

- Pour ne pas obtenir de galette excessivement plate, ou inversement un rayon démesurément petit en rapport avec sa hauteur, on fixe une proportion entre la hauteur totale du générateur h_t et son rayon total r_t . Cette proportion est fixée à 3 fois le rayon pour la hauteur maximale, et 5 fois la hauteur pour le rayon maximal.

Paramètre	Expression
r_t	$\sqrt{V/(\pi H_t)}$
R	$\sqrt{R_t^2 - r_i^2}$
e_p	$R_t - R$
h_p	$r_i/2$
h_b	$H_t - h_p - uM/2$
e_b	$R - r_i - e_a$

Table 4.2 – Paramètres géométriques déduits des variables à optimiser.

Paramètre	Valeur min (mm)	Valeur max (mm)
h_t	$(V/(9\pi))^{1/3}$	$V/(\pi(V/(9\pi))^{2/3})$
r_i	$R_{t_{min}}/10$	R_t
e_a	$3e^{-3}$	$R - r_i - 0.6e^{-3}$
h_a	$3e^{-3}$	h_b
e	$10e^{-6}$	1

Table 4.3 – Valeurs minimales et maximales des plages de variation imposées aux variables.

- Le rayon intérieur de la culasse r_i est limité par le rayon total du générateur en valeur maximale. Sa valeur minimale est fixée arbitrairement à 1 dixième du rayon total.
- La hauteur et la largeur minimales de l'aimant permanent sont fixées à 3 mm, en accord avec les épaisseurs minimales réalisables par la majorité des entreprises européennes fabricantes d'aimants. Il n'a pas été cherché à réaliser un aimant plus fin pour des questions de coût notamment. La hauteur maximale de l'aimant est limitée à la hauteur de la bobine, elle-même fixée par la hauteur intérieure de la culasse moins un espace libre correspondant à l'amplitude de déplacement maximale de la bobine. Il est possible d'envisager un aimant supérieur en hauteur à la bobine, au prix d'un léger changement dans le calcul du flux induit créé par l'aimant dans la bobine, mais du fait que la technique SMFE ne nécessite pas un couplage maximisé, des simulations complémentaires ont montré que la hauteur optimale de l'aimant tend à être légèrement réduite par rapport à la hauteur de la bobine.
- L'entrefer, qui sera réalisé par une fine pastille de matériau polymère pressée entre les deux culasses, est limité à 10 μm d'épaisseur pour des raisons de fabrication. Les contraintes sont récapitulées dans le tableau 4.3.

4.5.4 Programme d'optimisation

A partir des conditions décrites précédemment, et des expressions des paramètres caractéristiques en fonction des variables géométriques, le programme d'optimisation a été réalisé sous Matlab, selon la structure décrite en figure 4.12.

Méthode boucles imbriquées

Deux méthodes différentes ont été réalisées. La première a consisté à énumérer les différentes variables dans leur domaine de variation au moyen de boucles imbriquées, et

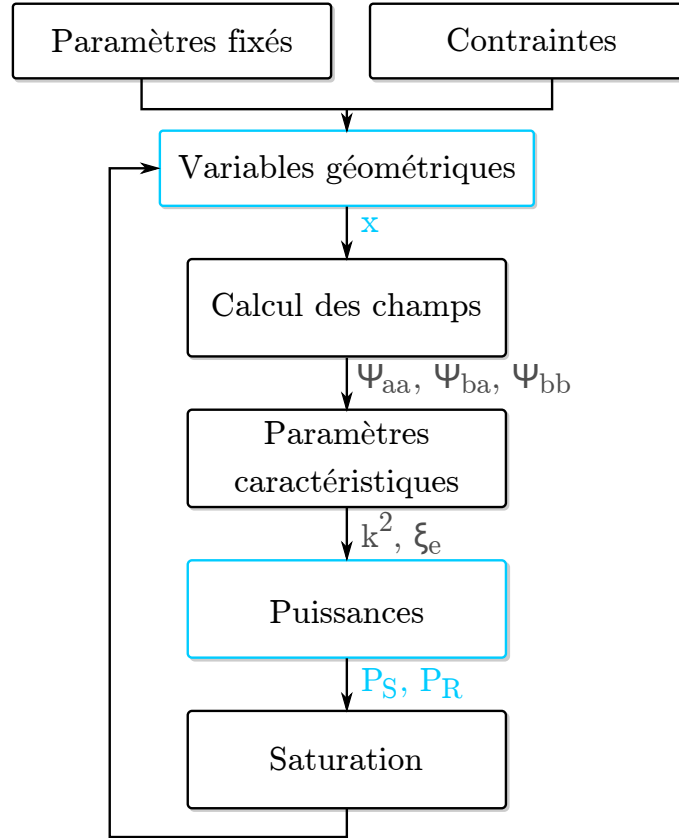


Figure 4.12 – Structure du programme d'optimisation.

d'en retenir le vecteur réalisable maximisant la puissance avec la technique SMFE ou bien avec la technique classique (P_R ou P_S). Une ordonnance des boucles ainsi que des tests en amont (schématisés figure 4.13), ont permis de limiter le nombre de tests, et le temps de calcul, qui reste néanmoins relativement important.

Méthode du gradient

La seconde méthode a été l'utilisation de la fonction *fmincon* de matlab exploitant le gradient de la fonction objectif. Le problème posé est la minimisation d'une fonction objectif non linéaire $-P_S(x)$ ou bien $-P_R(x)$, avec des contraintes inégalités du type $C(x) \leq 0$, et $x = \{h_t, r_i, e_a, h_a, e\}$, le vecteur de variables défini précédemment. La fonction objectif est définie à partir des équations analytiques, et des variables grâce aux relations explicitées tables 4.2. Les contraintes reprennent entre autres les plages des paramètres présentées 4.3, et sont exprimées sous la forme d'un vecteur d'expressions inférieures ou égales à zéro, comme montré table 4.4. Enfin, l'optimisation nécessite la définition d'un vecteur de départ $x_0 = \{h_{t0}, r_{i0}, e_{a0}, h_{a0}, e_0\}$, qui est choisi comme le résultat de la première optimisation analytique.

4.6 Optimisation éléments finis

Le calcul analytique des champs circulant dans le système repose sur des hypothèses relativement fortes telles que la rectitude des champs dans l'entrefer, et ne tient pas compte

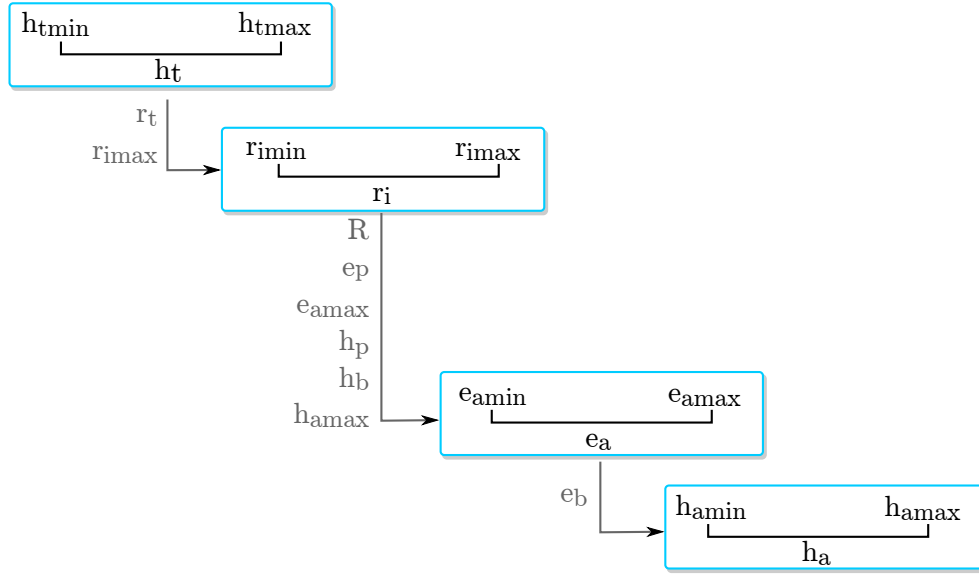


Figure 4.13 – Structure des boucles imbriquées et du calcul des paramètres.

Expression	Signification
$(V/(9\pi))^{(1/3)} - x(1)$	Valeur minimale de h_t
$x(1) - V/(\pi * R t_{min}^2)$	Valeur minimale de h_t
$1e^{-3} - x(2)$	Valeur minimale de r_i
$x(2) - \sqrt{(V/(\pi * x(1)))}$	Valeur maximale de r_i
$3e^{-3} - x(3)$	Valeur minimale de h_a
$x(3) - \text{sqr}(V/(\pi * x(1)) - x(2)^2) + x(2) + 0.6e^{-3}$	Valeur maximale de h_a
$3e - 3 - x(4)$	Valeur minimale de e_a
$x(4) - x(1) + x(2)/2 + u_M/2 + 0.2e^{-3}$	Valeur minimale de e_a
$1e^{-6} - x(5)$	Valeur minimale de e
$x(5) - 1e^{-3}$	Valeur maximale de e
$-x(1) + x(2)/2 + u_M/2 + 0.2e^{-3}$	$h_p + \text{déplacement max} < \text{hauteur totale}$
$-\sqrt{(V/(\pi * x(1)) - x(2)^2) + x(2) + 0.6e^{-3}}$	$R > \text{à } r_i$

Table 4.4 – Contraintes pour la méthode du gradient.

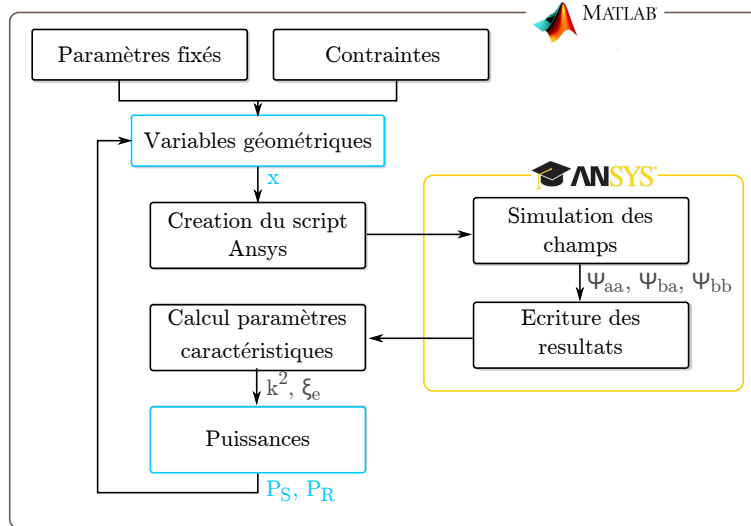


Figure 4.14 – Structure du programme d’optimisation avec simulation du flux sous Ansys.

des pertes magnétiques. Ces fuites peuvent être relativement importantes, notamment sur les côtés de l’aimant qui se trouvent proches du haut et du bas de la culasse ferromagnétique. Pour pallier à ce problème, et effectuer une optimisation plus précise, il a été choisi de simuler le champ magnétique dans la culasse avec un logiciel éléments finis (ANSYS).

4.6.1 Structure du programme

Le programme d’optimisation est le même que précédemment. La différence réside dans le fait que le champ magnétique n’est plus calculé analytiquement sous Matlab à partir des équations décrites en section 4.4.2. Un script Ansys est créé au sein du programme Matlab, qui appelle le logiciel éléments finis, récupère les résultats de la simulation lui permettant ensuite de calculer les coefficients β et L_0 . Le temps de calcul du programme est fortement rallongé par ce calcul, d’où la nécessité de partir des résultats précédents pour limiter la plage de variation des variables géométriques. La structure du programme est explicitée schématiquement figure 4.14.

Les matériaux définis, avec ou sans comportement non linéaire, et les dimensions géométriques de la structure permettent de simuler le champ magnétique circulant dans la culasse ainsi que dans l’entrefer (à travers la bobine). Une simulation axisymétrique est choisie, permettant de simplifier le problème grâce aux symétries.

Le coefficient β est défini comme la dérivée du flux en fonction de la hauteur de la bobine. Ainsi, n_h points sont définis sur la hauteur de la bobine permettant de déterminer l’évolution du flux en fonction de la hauteur de la bobine. Pour chaque hauteur, n_n points sont définis sur la largeur du plot central canalisant les lignes de champ. Le champ magnétique est récupéré point par point et intégré sur cette largeur pour donner la valeur du flux. On peut ensuite tracer son évolution sur la hauteur du générateur, comme montré figure 4.15. Les résultats sont écrits dans un fichier texte qui est ensuite traité par Matlab. L’évolution du flux étant quasiment linéaire en fonction de la hauteur, le coefficient β est calculé comme la moyenne de la pente proche à proche.

L’inductance du générateur est calculée à partir de l’énergie magnétique stockée dans le générateur. Sous le logiciel ANSYS, la culasse magnétique et l’aimant permanent sont définis de la même manière que précédemment. La bobine est ajoutée, dont la section est définie en cuivre avec une densité de courant, pour un enroulement de 50 tours. L’énergie

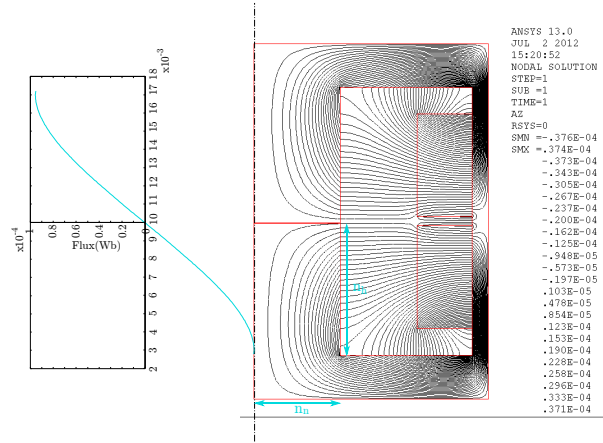


Figure 4.15 – Allure des lignes de champ dans la culasse, et évolution du flux le long de la hauteur de la bobine.

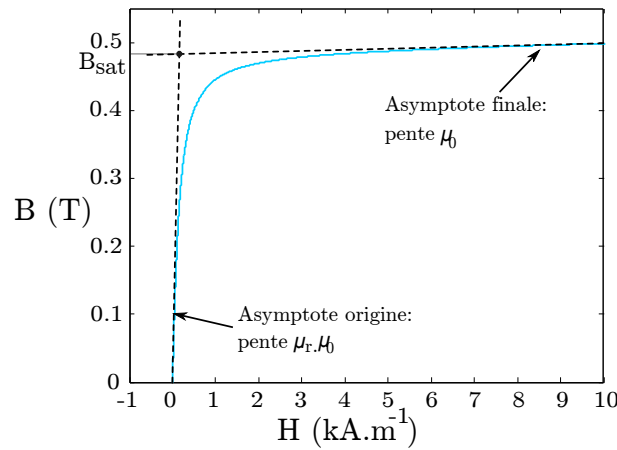


Figure 4.16 – Courbe caractéristique $B(H)$ reconstituée de la ferrite considérée.

magnétique E stockée est récupérée, et l'inductance peut ensuite être déduite de la relation (4.41).

$$E = 1/2 Li^2 \quad (4.41)$$

4.6.2 Définition de la saturation des matériaux

Pour évaluer la saturation éventuelle du pot magnétique, et son influence, on ajoute la caractéristique $B(H)$ de la ferrite dans la simulation. Le matériau choisi (explicité dans la section suivante) sature à 0.5 T et présente une perméabilité magnétique relative de 2050. A partir de ces paramètres on peut reconstituer la courbe caractéristique de saturation du matériau, montrée figure 4.16, qui sera précisée lors de la définition des matériaux pour la simulation sous ANSYS.

Variable	Valeur optimisée	
	P_s maximisée	P_r maximisée
h_t (mm)	9.7	7.3
r_i (mm)	4.7	6.1
h_a (mm)	5.6	3.1
e_a (mm)	3	4.1
e (μm)	10	-
ξ_e	0.0037	2.21
k_m^2	0.016	10.62
P_S (mW)	18.9	2.1
P_R (mW)	15.42	18.9

Table 4.5 – Résultats obtenus avec l’optimisation analytique, géométrie fermée optimisée pour P_S et géométrie ouverte pour P_R .

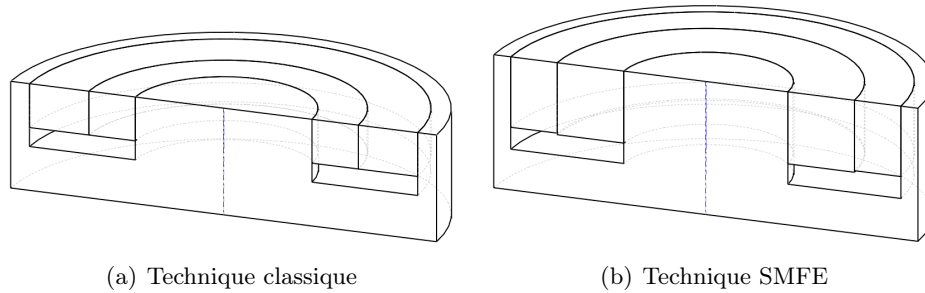


Figure 4.17 – Géométrie fermée optimisée pour la technique SMFE et géométrie ouverte optimisée pour la technique classique.

4.7 Résultats

4.7.1 Géométries optimales obtenues à partir des équations analytiques

Résultats de l’optimisation

L’optimisation à partir des équations analytiques aboutit aux mêmes résultats avec la méthode des boucles imbriquées ou bien celle du gradient, confirmant l’atteinte d’un maximum global de puissance. Dans un premier temps, la géométrie fermée a été optimisée pour maximiser la puissance récupérée avec la technique SMFE, et la géométrie ouverte pour la puissance récupérée avec la technique classique. La différence réside simplement dans le calcul d’inductance. On considère donc à priori que pour la technique SMFE l’inductance élevée de la géométrie fermée sera bien adaptée, tandis que l’inductance plus faible de la géométrie ouverte sera plus avantageuse pour la technique classique. Les résultats des deux optimisations sont récapitulés dans le tableau 4.5, et les géométries obtenues représentées figure 4.17.

Dans un second temps, la géométrie fermée seule est considérée. Elle est optimisée pour maximiser P_R puis P_S . Les résultats de l’optimisation sont présentés dans le tableau 4.6. L’optimisation pour la technique classique est légèrement différente (figure 4.18). Par rapport à la géométrie ouverte, en utilisant une géométrie fermée pour optimiser P_R , on obtient nécessairement une inductance plus élevée, et donc des coefficients k^2 et ξ_e plus faibles.

Variable	Valeur optimisée	
	P_s maximisée	P_R maximisée
h_t (mm)	9.7	6.9
r_i (mm)	4.7	4.9
h_a (mm)	5.6	3.2
e_a (mm)	3	6.5
e (μm)	10	50
ξ_e	0.0037	0.043
k_m^2	0.016	0.3
P_S (mW)	18.9	3.2
P_R (mW)	15.4	19

Table 4.6 – Résultats obtenus avec l'optimisation analytique, géométrie fermée optimisée pour P_S et P_R .

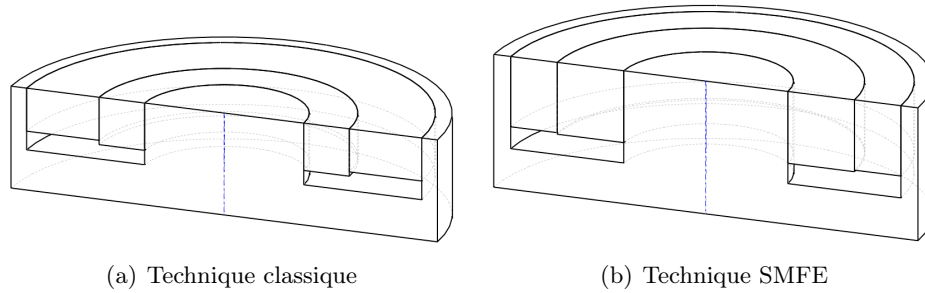


Figure 4.18 – Géométrie fermée optimisée pour la technique classique ou SMFE.

Cependant, alors que ξ_e est divisé par un facteur 50 environ, le coefficient de couplage n'est divisé que d'un facteur 30, du fait de l'augmentation de l'épaisseur de l'aimant, qui compense partiellement la diminution de couplage électromécanique. Ainsi, la puissance récupérée est légèrement améliorée. On peut voir sur le graphique présenté figure 4.19 les différents points de fonctionnement correspondant à la géométrie optimale pour la technique SMFE, et les deux géométries optimales pour la technique classique, selon que l'on considère une géométrie fermée ou ouverte. Pour la géométrie ouverte, 99 % de P_{LIM} sont récupérés avec la technique classique. Pour la géométrie fermée, l'optimisation avec la technique SMFE ou avec la technique classique donne respectivement 98.9 % et 99.5 % de P_{LIM} récupérés. Au vu de ces résultats, pour la suite de la conception seule la géométrie fermée sera considérée, puisqu'elle permet de récupérer le maximum de puissance quel que soit le circuit d'extraction utilisé.

Sensibilité aux paramètres

L'optimisation donne une géométrie optimale qui permet de récupérer 18.9 mW avec la technique SMFE. A cette géométrie correspond un vecteur x de dimensions optimales. Néanmoins les simulations montrent que de nombreuses combinaisons différentes permettent d'atteindre cette même puissance optimale : à titre d'exemple, pour une valeur d'entrefer fixée à 10 μm , le rayon intérieur r_i peut varier entre 3.1 mm et 7.4 mm pour obtenir au maximum 10 % de moins de 18.9 mW (figure 4.20(a)). La figure 4.20(b) montre un exemple de 3 combinaisons différentes des paramètres qui permet d'obtenir la même puissance de 18.6 mW. Ainsi, on obtient un grand nombre de géométries permettant de récupérer une

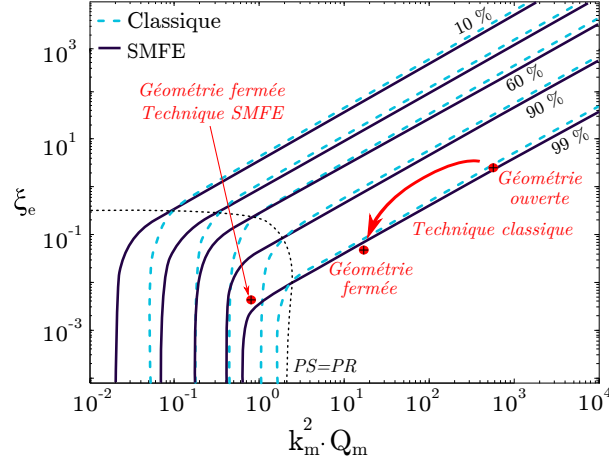


Figure 4.19 – Point de fonctionnement de la géométrie optimisée pour la technique classique ouverte ou fermée.

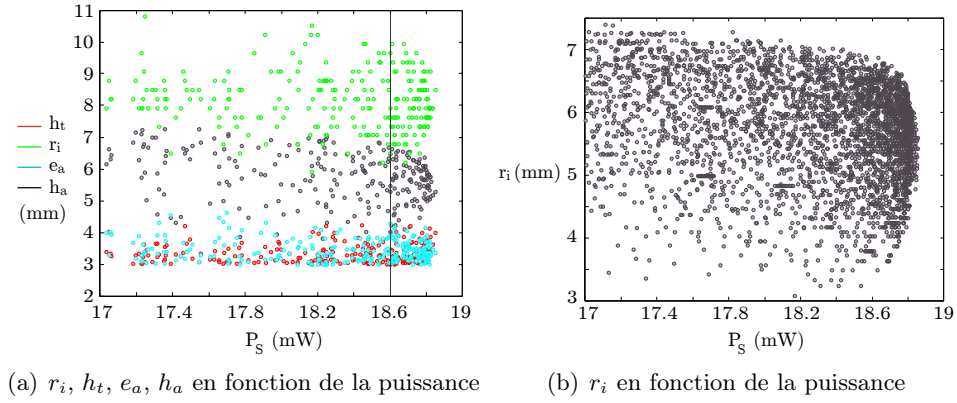


Figure 4.20 – Variation des paramètres permettant d’obtenir 10 % au minimum de la puissance optimale pour la technique SMFE.

puissance égale à ou très proche de la puissance optimale.

4.7.2 Evolution des géométries en fonction du volume

L’évolution des géométries optimales, et de la puissance maximale récupérée a été observée en fonction du volume fixé du générateur. Pour cette étude, l’épaisseur et la hauteur minimales de l’aimant sont fixées à 1 mm au lieu des 3 mm imposés précédemment pour des raisons de fabrication pratique. L’optimisation a été effectuée pour des volumes variant de 1 cm^3 à 30 cm^3 . Pour chaque volume la géométrie est optimisée pour maximiser la puissance récupérée avec la technique SMFE ou avec la technique classique, et les puissances et paramètres caractéristiques optimaux sont relevés. La figure 4.21 montre l’évolution de la puissance maximale obtenue pour chaque type d’optimisation, en fonction du volume. Les optimisations classiques ou SMFE permettent de récupérer une puissance optimale quasiment identique quel que soit le volume. D’autre part, cette figure montre que la puissance récupérée évolue de manière linéaire avec le volume. La figure 4.22 montre l’évolution du point de fonctionnement en fonction du volume d’optimisation. Si l’on optimise pour la technique SMFE, la puissance relative à la puissance limite augmente avec le volume jusqu’à un peu plus de 99 % de P_{LIM} pour 30 cm^3 . En effet, plus le volume augmente, plus le coefficient ξ_e diminue. Cela s’explique par la section de l’entrefer qui, augmentant

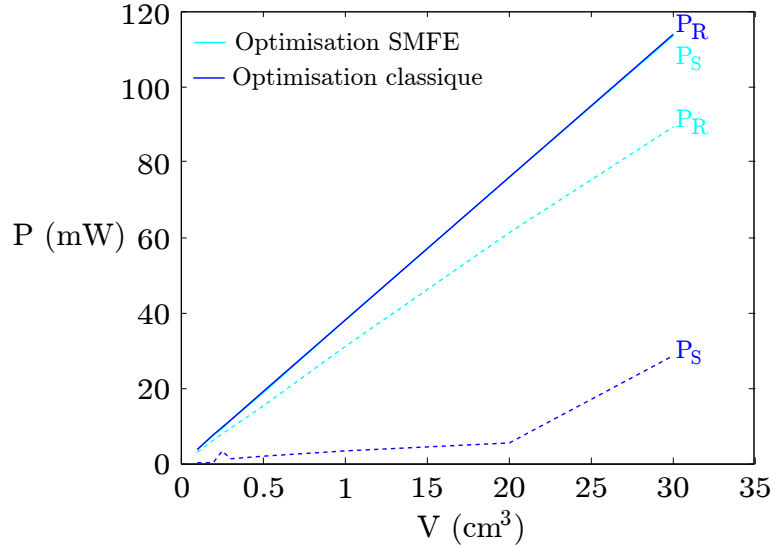


Figure 4.21 – Evolution de P_R et P_S en fonction du volume de la géométrie optimisée pour la technique SMFE, ou pour la technique classique.

avec le volume, augmente l'inductance du générateur. Pour ne pas avoir de diminution de puissance, la diminution du coefficient de couplage est compensée par la section et le rayon moyen de l'aimant qui augmentent. D'où l'observation d'un point de fonctionnement qui descend de manière linéaire verticale selon le coefficient de pertes. Si l'on optimise pour la technique classique, cette figure montre que la puissance relative à la puissance limite du générateur n'augmente pas avec le volume mais reste à peu près constante, légèrement au dessus de 99 % de P_{LIM} . Les paramètres k^2 et ξ_e évoluent sur une droite, et varient de la même manière. L'évolution des géométries pour la technique SMFE ou classique est présentée figures 4.23 et 4.24.

4.7.3 Résultats de l'optimisation éléments finis

L'optimisation avec le calcul des champs effectué par ANSYS aboutit à des résultats très similaires de ceux présentés pour l'optimisation analytique. La hauteur de l'aimant est augmentée de manière à compenser les flux de fuite, mais l'ensemble des paramètres géométriques optimisés reste quasiment constante, conduisant à une puissance maximale avec la technique SMFE de 18.9 mW et de 19 mW avec la technique classique, comme précédemment.

Effet des flux de fuite

En utilisant les valeurs optimales obtenues pour l'optimisation de la puissance avec technique SMFE (présentées table 4.6), la simulation sous ANSYS des flux magnétiques donne un coefficient électromécanique β moyen de 0.66. La valeur calculée analytiquement à partir des équations des champs est de 0.83, conduisant à une erreur relative d'environ 26 %.

Effet de la saturation de la culasse

Sans tenir compte de la caractéristique $B(H)$ de la ferrite, l'induction magnétique dans la géométrie optimale de 5 cm³ simulée sous ANSYS est représenté figure 4.25(a). L'évolution du flux selon la hauteur de la bobine est montrée figure 4.25(b). Le β moyen est calculé

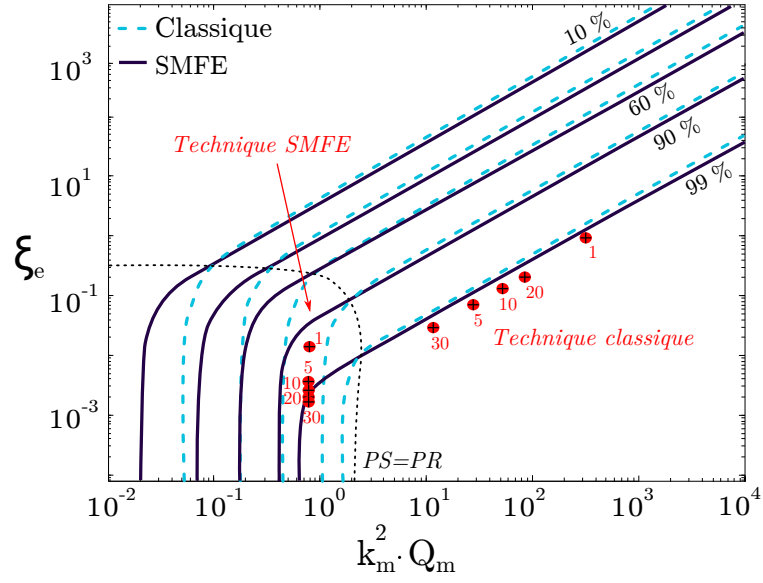


Figure 4.22 – Evolution du point de fonctionnement en fonction du volume pour l'optimisation adaptée à la technique classique ou SMFE.

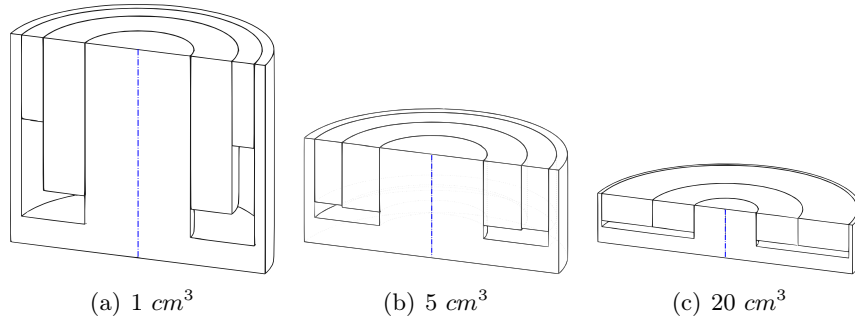


Figure 4.23 – Evolution de la géométrie optimale pour la technique SMFE en fonction du volume.

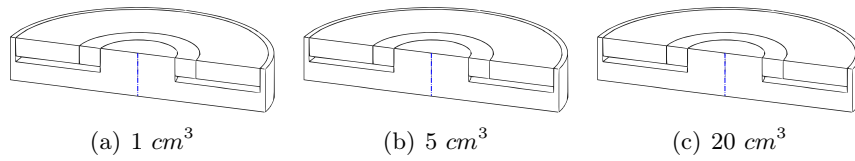


Figure 4.24 – Evolution de la géométrie optimale pour la technique classique en fonction du volume.

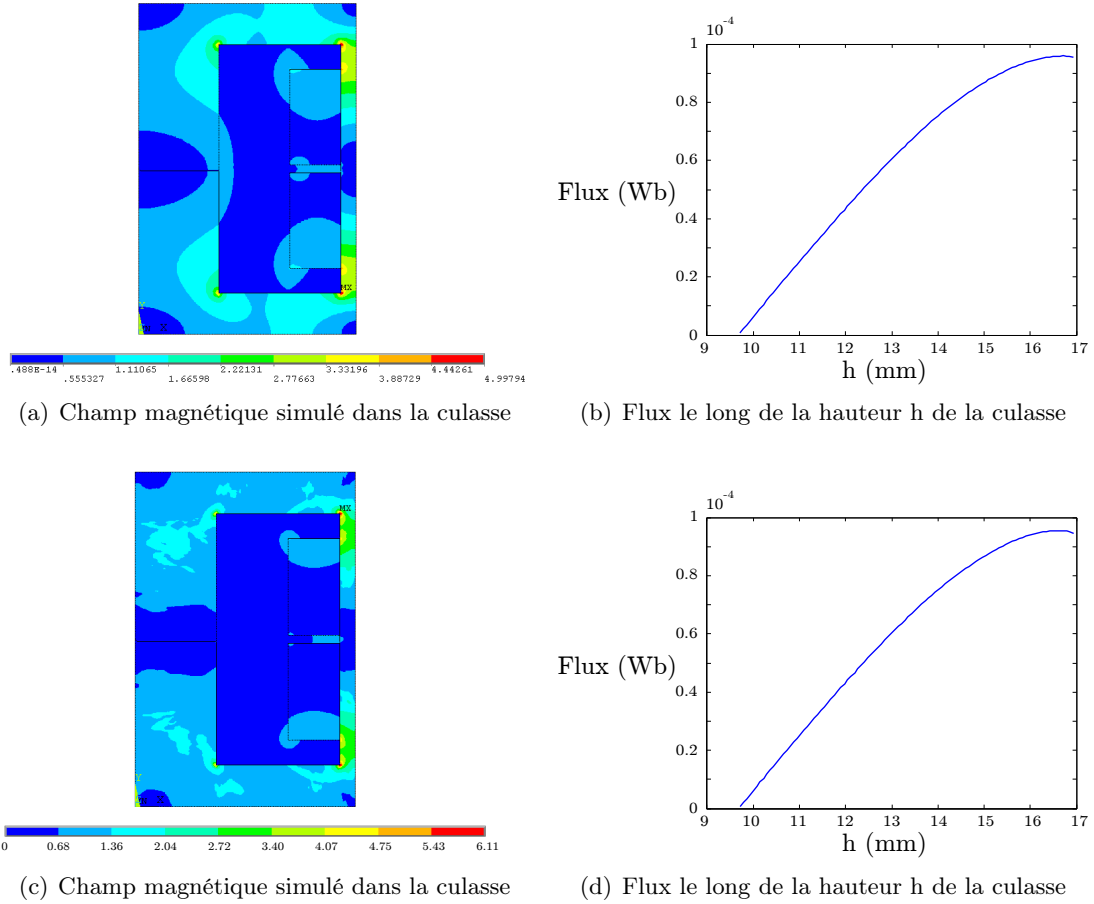


Figure 4.25 – Flux magnétique dans la culasse et le long de la hauteur, sans ou en tenant compte de la saturation du matériau à 0.5 T.

à 0.6614. Si l'on ajoute la courbe $B(H)$ du matériau ferromagnétique, on observe les résultats présentés figure 4.25(c) et 4.25(d). Le β moyen est calculé à 0.6554. Pour une limite de saturation à 0.5 T on observe donc très peu de diminution de couplage. Dans ce cas, le calcul analytique conduit à une erreur relative de 27 % sur le couplage électromécanique.

Ces résultats montrent que le modèle analytique utilisé, malgré ses hypothèses, et la non prise en compte des fuites magnétiques, apparaît être une alternative relativement précise à un calcul éléments finis plus lourd et plus long. Il peut être mis en oeuvre de manière simple pour donner des résultats d'optimisation relativement précis.

4.8 Conclusion

Ce chapitre propose l'optimisation d'une structure électromagnétique originale pour la récupération d'énergie. En accord avec les résultats présentés au chapitre précédent, montrant que la puissance récupérée par un générateur électromagnétique utilisé avec le circuit d'extraction non linéaire SMFE est maximisée pour une valeur d'inductance optimale relativement élevée en comparaison aux valeurs des générateurs classiques présentés, la structure du générateur est choisie de manière à obtenir une inductance relativement élevée. Il est ainsi composé d'aimants permanents, d'une bobine mobile, et d'une culasse ferromagnétique fermée ou semi-fermée visant à canaliser le champ magnétique et augmenter l'inductance. Les paramètres géométriques de cette structure sont optimisés grâce aux équations analytiques des champs circulant, permettant le calcul des paramètres caractéristiques du générateur, ou bien grâce à un logiciel éléments finis effectuant le calcul plus précis de ces champs. Cette optimisation est originale dans la mesure où elle tient compte du circuit d'extraction utilisé, elle se base sur les paramètres caractéristiques présentés au chapitre 2. Les résultats sont similaires, montrant deux points de fonctionnement différents selon que l'on optimise le générateur en vue d'utiliser la technique SMFE ou la technique classique. Les puissances récupérées théoriquement par les deux géométries sont très proches, et supérieures à 90% de la puissance limite du générateur, confirmant la possibilité pour un générateur électromagnétique de récupérer un fort pourcentage de la puissance limite, de la même manière que les générateurs piézoélectriques.

5

Réalisation et validation du générateur électromagnétique

Sommaire

5.1	Introduction	92
5.2	Structure tenant compte des contraintes de fabrication	92
5.2.1	Ajustement des variables d'optimisation	92
5.2.2	Conception du ressort planaire	93
5.3	Réalisation du générateur	95
5.3.1	Choix des matériaux	95
5.3.2	Considérations pratiques sur l'assemblage	95
5.4	Résultats expérimentaux	97
5.4.1	Installation expérimentale	97
5.4.2	Caractérisation du générateur	97
5.4.3	Analyse et conclusion	102
5.5	Etude complémentaire	104
5.5.1	Objectifs	104
5.5.2	Caractérisation	104
5.5.3	Puissance récupérée avec la technique classique	105
5.5.4	Puissance récupérée avec la technique SMFE	105
5.6	Validation et conclusion	107
5.6.1	Comparaison aux résultats théoriques	107
5.6.2	Comparaison aux générateurs de la littérature	109
5.6.3	Perspectives d'amélioration	110

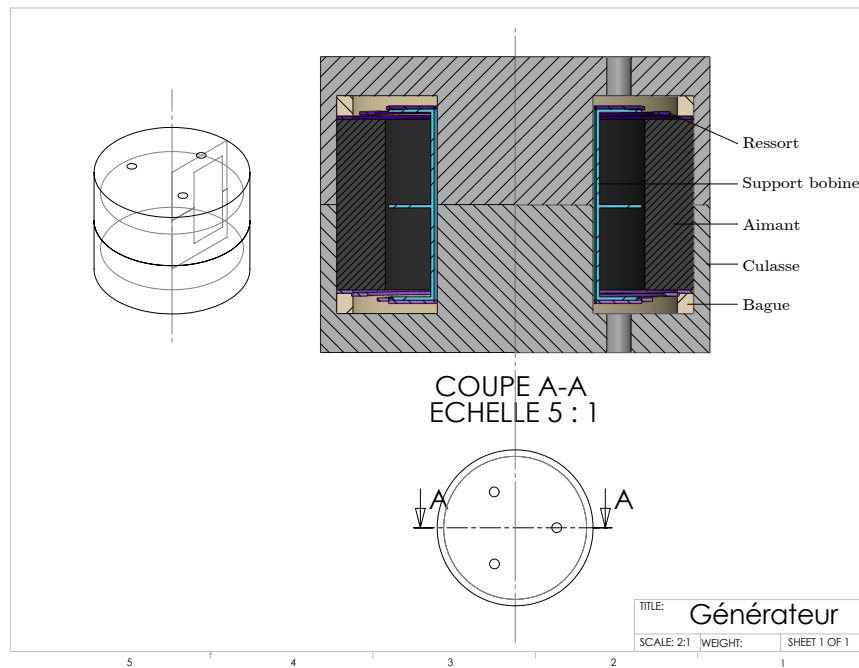


Figure 5.1 – Coupe de l'assemblage final.

5.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la réalisation pratique du générateur électromagnétique présenté, et étudié dans le chapitre précédent. En tenant compte des contraintes de fabrication et des résultats de simulation, une structure finale est déterminée, puis assemblée. Ce générateur est ensuite caractérisé, testé expérimentalement avec un circuit d'extraction classique, ou avec le circuit d'extraction non linéaire étudié au chapitre 3.

5.2 Structure tenant compte des contraintes de fabrication

5.2.1 Ajustement des variables d'optimisation

Les dimensions de la bobine, de l'aimant et de la culasse ont été ajustées en fonction de certaines contraintes. Un espace minimal doit être laissé entre l'aimant et la bobine pour permettre le déplacement de cette dernière sans frottements. Il a été choisi de réserver 0.2 mm de chaque côté. Il faut également tenir compte d'un support sur lequel la bobine pourrait être enroulée. Après quelques essais de fabrication en prototypage rapide, l'épaisseur du support minimale réalisable est de 0.5 mm, qui sont donc également à déduire de la section utile de la bobine pour les simulations. En tenant compte de ces contraintes, une géométrie finale a été déterminée, représentée figure 5.1. Les schémas de la culasse, de l'aimant et du support de la bobine sont présentés figures 5.2(a), 5.2(b), 5.2(c) respectivement. Les plans cotés sont présentés en annexe A.

La structure étant totalement close par les deux culasses ferromagnétiques, trois trous d'un diamètre de 1 mm sont prévus dans le fond de chaque culasse, comme montré figure 5.3. Ces ouvertures, centrées sur le ressort vont permettre de pouvoir mesurer le déplacement de la bobine. Une encoche supplémentaire sur la tranche des culasses, de largeur

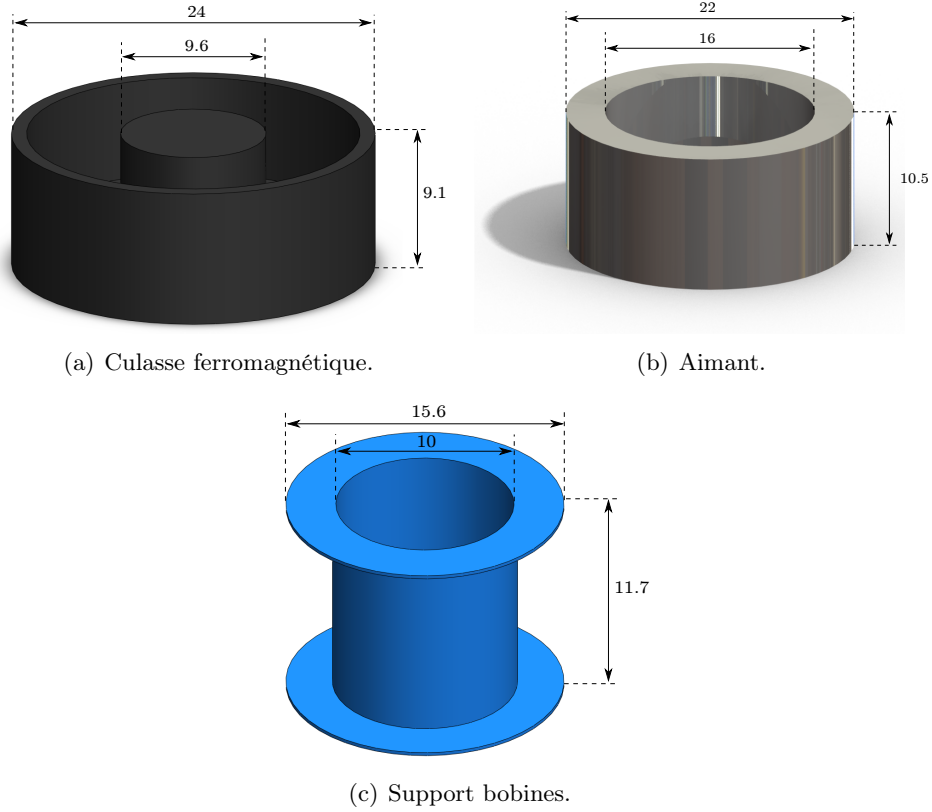


Figure 5.2 – Schéma et dimensions (en mm) des composants principaux du générateur.

et profondeur 2 mm, est également prévue pour permettre d’y faire passer les fils de la bobine.

5.2.2 Conception du ressort planaire

La structure mécanique est constituée d’un ressort planaire spirale, qui permet une intégration totale dans le générateur. La bobine est enserrée entre deux ressorts plans initialement déformés de la moitié de l’amplitude du déplacement. Ces ressorts sont chacun disposés sur une bague élévatrice de hauteur égale à l’amplitude du déplacement (figure 5.4(a)). Une estimation de la masse de la bobine est effectuée à 5 g. Pour résonner à 100 Hz on a donc besoin de deux ressorts de raideur d’environ 1000 Nm^{-1} chacun. Le design des ressorts est effectué sous ANSYS, et la géométrie optimale représentée figure 5.4(b). Les rayons intérieurs (r_i) et extérieurs (R) sont fixés par les dimensions de la culasse magnétique. Les deux largeurs e_1 et e_2 notées sur la figure 5.4(b) sont les épaisseurs fixes du ressort. e_2 correspond à l’épaisseur de la bobine qui sera collée à cet endroit. La largeur e_1 va être enserrée entre l’aimant et une bague élévatrice. Sa dimension, qui doit donc être inférieure à l’épaisseur de l’aimant (soit 3 mm), est fixée arbitrairement à 1 mm. Le design du ressort repose donc sur le nombre de bras de la spirale (au minimum 2), leur largeur, l’épaisseur du ressort, et le pas d’enroulement de la spirale. La faible raideur nécessitée conduit à une épaisseur relativement faible (0.2 mm, et un nombre restreint de bras de spirale (2). Le ressort est réalisé en inox 301 écroué, en découpe laser par l’entreprise Steec [88].

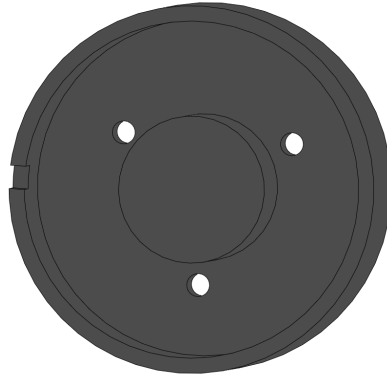


Figure 5.3 – Ouvertures sur la culasse ferromagnétique pour mesurer le déplacement, et sortir les fils de la bobine.

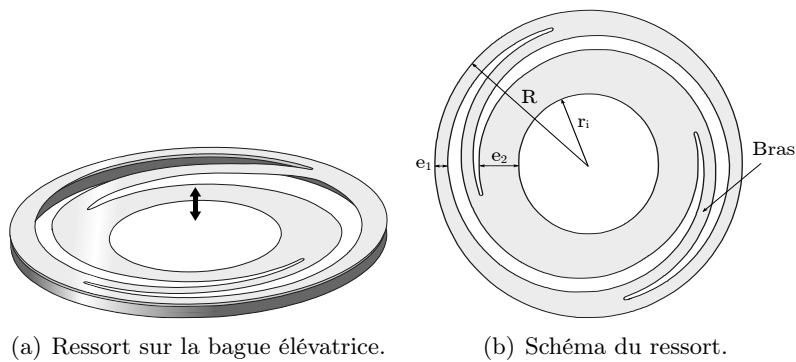


Figure 5.4 – Schémas du ressort spirale planaire.

5.3 Réalisation du générateur

5.3.1 Choix des matériaux

- L'aimant est choisi en terre rare de manière à obtenir une forte densité d'énergie. Il est réalisé sur mesure par l'entreprise Calamit Magnets, à partir d'aimant de type NdFeB, de classe NEO 48. Ce matériau permet d'obtenir un champ rémanent minimal de 1.37 T, un champ coercitif minimal de 812 kA/m et un produit $\{B.H\}_{MAX}$ de 382 kJ/m³. On en déduit une perméabilité interne de l'aimant de $1.22\mu_0$. Un revêtement en nickel de 10 à 20 μm doit être ajouté, diminuant d'autant le volume d'aimant. Etant donné la difficulté de magnétiser radialement un aimant de type annulaire, sa fabrication nécessite qu'il soit coupé en 4 secteurs.
- Les culasses magnétiques en ferrite sont en général réalisées soit en manganèse et zinc (MnZn) ou nickel et zinc (NiZn). L'alliage nickel zinc est généralement utilisé pour des applications très haute fréquence (typiquement pour des fréquences supérieures à 1 MHz est nécessitant une tenue aux hautes températures. La ferrite MnZn est plus adaptée à notre application dans la mesure où elle présente un champ de saturation et une perméabilité plus élevés. La ferrite choisie propose un compromis entre faible limite de saturation, et haute perméabilité, de manière à garder une structure de faibles dimensions sans saturation magnétique, tout en ayant une perméabilité largement supérieure à celle de l'entrefer. La perméabilité relative est de 1200, la saturation magnétique de 0.43 T. L'entreprise Elna Magnetics a fourni le matériau et réalisé la structure sur mesure à partir des plans et tolérances fournis.
- La bague supportrice du ressort est réalisée en cuivre, matériau amagnétique, de manière à limiter autant que possible les flux de fuites sur les côtés de l'aimant permanent.
- Le support de la bobine est réalisé en plastique dans un premier temps, puis en aluminium de manière à éviter toute déformation lors du bobinage.

5.3.2 Considérations pratiques sur l'assemblage

La bobine est enroulée à la main sur le support avec un fil de 0.2 m²m de section. Le fait d'enrouler à la main implique un coefficient de foisonnement dégradé par rapport à celui d'un bobinage plus régulier automatisé. La qualité du coefficient de foisonnement aura une influence sur la résistance de la bobine, nécessairement augmentée par rapport aux considérations théoriques.

Dans chaque culasse est insérée une bague. Le ressort est posé sur cette bague. La bobine est collée sur un des ressorts de manière à être guidée lors du mouvement, pour éviter les frottements avec le plot central. Les aimants sont ensuite disposés sur le ressort, le long de la paroi externe de la culasse. La figure 5.5 présente une vue éclatée de l'assemblage. Du fait de la division en quartier de l'aimant annulaire, chaque partie impose une force trop importante sur la fine paroi de la culasse. Seulement 3 quartiers sont donc utilisés et répartis équitablement le long de la paroi. La figure 5.6 montre une photo d'une moitié du générateur, avec les 3 aimants disposés et la bobine au centre. Des anneaux de guidage sont réalisés pour faciliter le montage des aimants notamment.

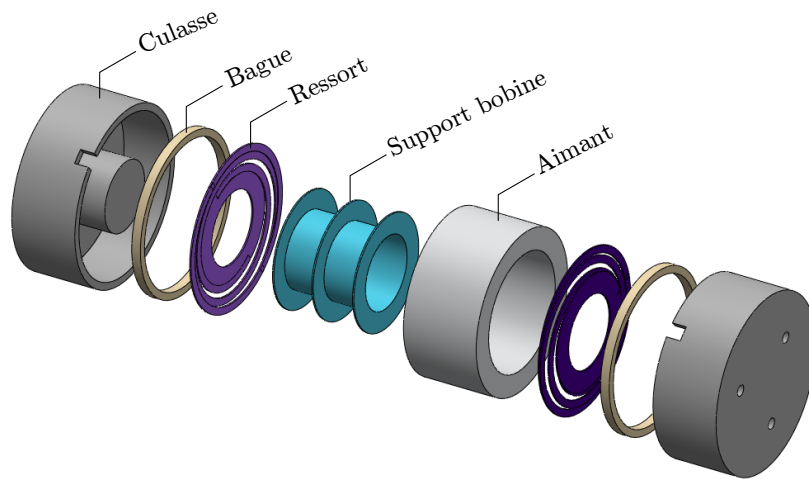


Figure 5.5 – Vue éclatée de l'assemblage.

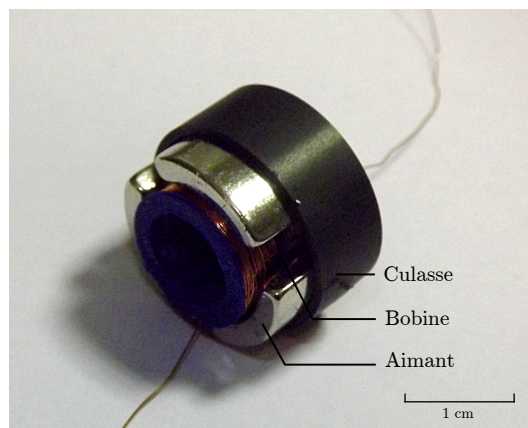


Figure 5.6 – Photo du générateur ouvert.

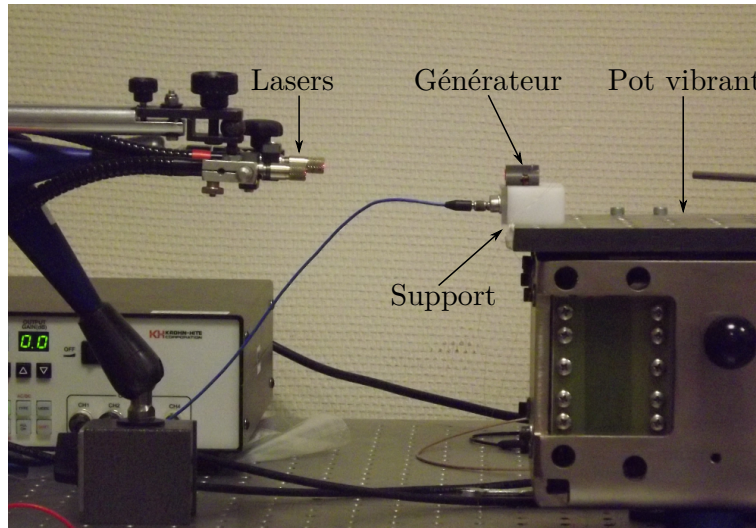


Figure 5.7 – Photo du générateur fixé sur le pot vibrant.

5.4 Résultats expérimentaux

5.4.1 Installation expérimentale

Le générateur est placé sur un pot vibrant horizontalement. La mesure du déplacement de la bobine est effectuée par un vibromètre laser : un laser vise le ressort à travers un trou de la culasse, le second laser est dirigé sur la culasse elle-même, de telle sorte que l'on mesure le déplacement relatif entre la bobine fixée au ressort, et l'aimant fixé à la culasse. La figure 5.7 montre le générateur placé dans un socle sur mesure fixé sur le pot vibrant, face aux deux lasers. Le pot vibrant est excité à accélération constante, et pour un balayage de fréquences. Dans un premier temps le comportement fréquentiel du générateur est caractérisé, puis la puissance récupérée est relevée en fonction de la charge, ou pour la technique SMFE.

5.4.2 Caractérisation du générateur

- Le générateur assemblé présente un volume total de 10 cm^3 , et une masse totale de 23.27 g. La bobine seule pèse 2.9 g. La résistance de la bobine est mesurée à 4Ω . Son inductance, donnée par un inductancemètre, est de 2.2 mH à 100 Hz.
- Pour être caractérisé, le générateur est dans un premier temps testé en circuit ouvert ainsi qu'en court-circuit, pour des fréquences d'excitation de 50 à 150 Hz. L'amplitude du déplacement relatif de la bobine, le courant en court-circuit et la tension en circuit ouvert sont relevés en fonction de la fréquence et pour des accélérations d'excitation à 0.2g, 0.5g et 1g. Les mesures sont présentées sur les figures 5.8(a) à 5.8(d). Le courant maximal atteint en court-circuit est de 33 mA et la tension en circuit ouvert s'élève jusqu'à 0.4 V pour une accélération de 1g. Pour une accélération de 1g et au delà, la bobine atteint l'amplitude de déplacement maximale possible dans la culasse, soit environ 1.5 mm crête-crête. A partir de 0.4g, un effet non linéaire apparaît sur le déplacement en circuit ouvert : un phénomène de raidissement de la raideur du système qui peut être rapproché des travaux effectués sur les poutres à 'bump stop' : à 1g, le déplacement atteint à partir de 92 Hz un palier montant qui s'effondre au delà de 106 Hz. Pour de faibles accélérations, ou lorsque l'on est en court-circuit et que l'amortissement vibratoire est maximal, le générateur

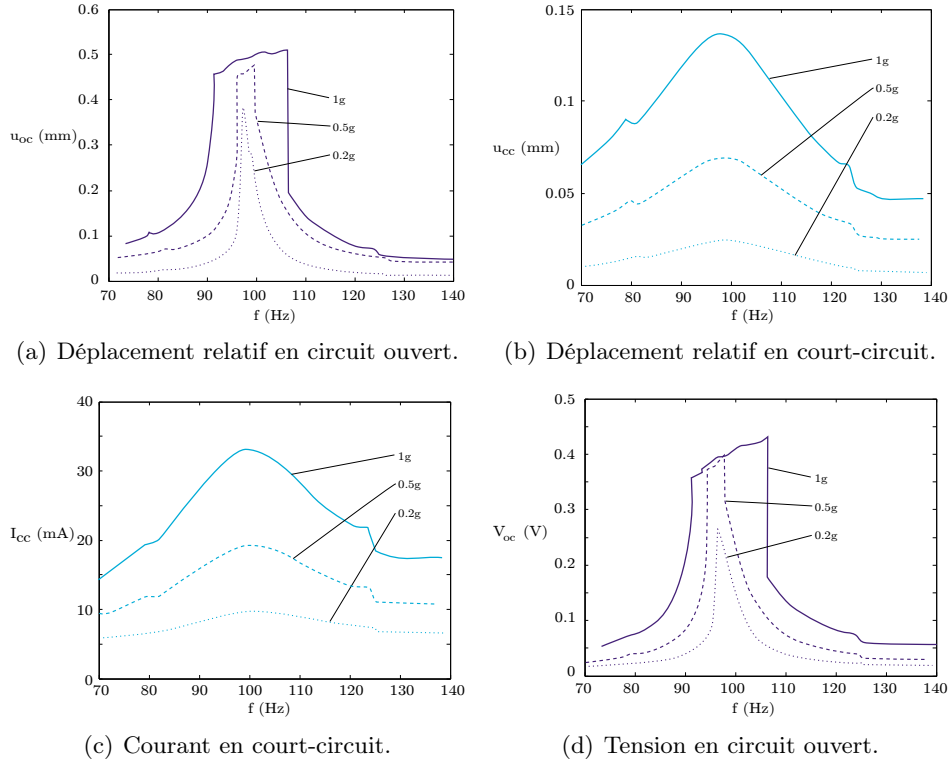


Figure 5.8 – Amplitude du déplacement relatif, tension et courant en fonction de la fréquence d'excitation, pour des accélérations de 1g, 0.5g, et 0.2g.

présente un comportement linéaire vis à vis de la fréquence d'excitation et montre une résonance autour de 100 Hz.

Un fort amortissement s'observe sur le déplacement selon qu'on est en circuit ouvert ou en circuit fermé, de même qu'une différence notable entre les fréquences de résonance en court-circuit et celles en circuit ouvert (figure 5.9). L'amortissement de la vibration de la bobine lorsqu'on est en court-circuit provient des pertes importantes qui interviennent alors dans la résistance de la bobine. Cet amortissement est également d'autant plus important que le couplage est grand, dans la mesure où il traduit une conversion efficace des l'énergie mécanique en énergie électrique.

Bien que le système présente un comportement non linéaire, il sera caractérisé en considérant un modèle linéaire équivalent. La mesure des paramètres caractéristiques, et la comparaison avec les paramètres théoriques s'effectueront donc à une accélé-

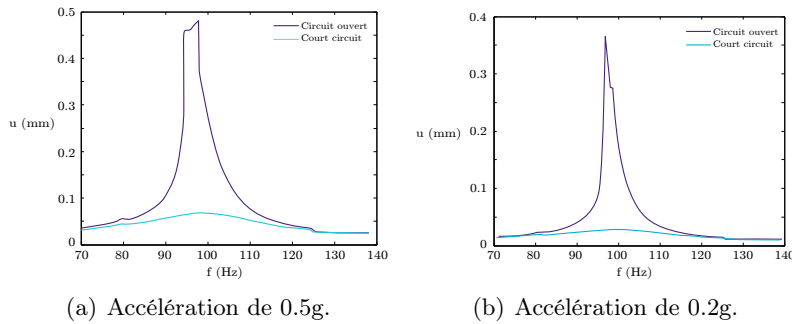


Figure 5.9 – Amplitude du déplacement relatif en circuit ouvert et court-circuit, pour des accélérations de 0.5g, et 0.2g.

ration de 0.2g, lorsque le système présente un comportement linéaire. Dans ce cas, l'amplitude du déplacement maximal atteint en court circuit est de 0.028 mm pour une fréquence $f_{sc} = 100$ Hz, et de 0.37 mm en circuit ouvert pour une fréquence $f_{oc} = 97$ Hz (Figure 5.9(b)).

- Le facteur de qualité mécanique est évalué à 55 avec une incertitude de $\pm 10\%$, à partir de la mesure du déplacement en circuit ouvert en fonction de la fréquence. Il est proche du facteur utilisé pour les simulations théoriques (50).
- La raideur mécanique globale du générateur est $K_{oc} = 1077$ N/m, la raideur équivalente en court circuit est $K_{sc} = 1150$ N/m. Ces valeurs sont inférieures aux valeurs théoriques calculées (2000 N/m), mais sont compensées par une masse de la bobine plus petite que celle prévue (environ 3 g au lieu de 5), conduisant à une fréquence de résonance autour de 100 Hz comme désiré.
- La mesure de la tension et du déplacement de la bobine en circuit ouvert permet de calculer le coefficient électromécanique β , de la même manière que décrit au chapitre 2 (équation 5.1). Les mesures pour les trois accélérations correspondent et donnent un coefficient de 1.3.

$$\beta = v_M / (\omega u_M) \quad (5.1)$$

- La résistance de la bobine est de 3.9 Ω . L'inductance est mesurée à l'inductancemètre à 100 Hz, à 2.2 mH. Cette valeur très inférieure à celle attendue, est principalement due à la saturation de la culasse ferromagnétique par les aimants. Le serrage des deux culasses ferromagnétiques a également une forte influence sur cette mesure. Une mesure d'inductance du générateur sans les aimants, et en maximisant le contact entre les deux culasses, donne en effet une valeur de 35 mH. La valeur d'inductance mesurée est confirmée par la mesure du déphasage entre le courant généré et le déplacement relatif, lorsque la bobine est excitée en court-circuit à 0.5g. Ce déphasage ϕ_{ui} s'exprime en effet théoriquement en fonction de $L_0\omega$ et de r_L à partir de l'équation couplée caractéristique du générateur (2.15), comme précisé équation (5.2).

$$\phi_{ui} = \arctan \frac{r_L}{L_0\omega} \quad (5.2)$$

- Le coefficient de pertes résistives est calculé à partir de r_L , L_0 et ω_0 , selon sa définition donnée table 2.2, à 1.6 à 100 Hz. Le coefficient de couplage au carré du générateur est calculé à partir de β , de K et de L_0 à 0.7, un coefficient de couplage au carré modifié de 2.3.
- Enfin, la puissance limite est évaluée à 0.24 mW à 100 Hz et 0.2g à partir de ces mesures et de sa définition donnée équation (2.33). Ces paramètres sont récapitulés tables 5.1 et 5.2.

Puissance récupérée avec la technique classique

La puissance récupérée par le générateur est dans un premier temps évaluée avec la technique classique d'extraction de l'énergie : une résistance de charge est connectée aux bornes du générateur et varie entre 0 et 250 Ω . La puissance est relevée en fonction de la résistance de charge pour des accélérations de 1g, 0.5g et 0.2g, et pour des fréquences

Paramètre	Nom	Valeur
Fréquence de résonance en circuit ouvert	f_{oc}	96.8 Hz
Fréquence de résonance en court-circuit	f_{sc}	100 Hz
Raideur en circuit ouvert	K_{oc}	1077 N/m
Raideur en court-circuit	K_{sc}	1145 N/m
Facteur de qualité mécanique	Q_m	55
Résistance	r_L	3.9 Ω
Inductance	L_0	2.2 mH
Coefficient électromécanique	β	1.3

Table 5.1 – Paramètres du générateur déterminés expérimentalement en régime linéaire (à 0.2g).

Paramètre	Nom	Valeur
Facteur de qualité mécanique	Q_m	55
Facteur de pertes résistives	ξ_e	1.4
Coefficient de couplage au carré	k^2	0.67
Coefficient de couplage modifié au carré	k_m^2	2.03

Table 5.2 – Paramètres caractéristiques du générateur.

s'échelonnant de 70 à 150 Hz. Les résultats des mesures sont montrés figure 5.10(c). La puissance dépend de la résistance de charge comme attendu, et une puissance maximale de 2.75 mW est récupérée, pour une résistance optimale de 16 Ω , une fréquence de 95 Hz et une accélération de 1g. Cette puissance correspond à 45 % de la puissance limite calculée à 1g. Sur une plage de fréquences de 10 Hz, (de 92 à 102 Hz), plus de la moitié de cette puissance est récupérée.

Pour une accélération de 0.2g, c'est à dire pour le comportement linéaire, une puissance maximale de 0.235 mW est récupérée à 98 Hz et pour une charge optimale de 41 Ω . Cette puissance correspond à 96% de la puissance limite calculée à 0.2g.

Puissance récupérée avec la technique SMFE

Dans un second temps, la puissance extraite avec la technique SMFE est relevée, en fonction de la résistance de charge, et en fonction de la fréquence de vibration. Une inductance de 32 mH et de 2.4 Ω est ajoutée en série avec le prototype, permettant de diminuer le coefficient ξ_e jusqu'à 0.14, sans modifier le couplage électromécanique.

La puissance relevée en fonction de la fréquence est montrée figure 5.11(a) pour 1g et 5.11(b) pour 0.2g. La courbe pleine, nommée $P_{inductance}$ correspond à la puissance stockée dans l'inductance du générateur, qui serait directement transmise à la charge sans tenir compte des pertes du circuit électrique. Elle correspond à la puissance théorique calculée au chapitre 3. Elle est calculée à partir de la mesure de la valeur efficace du courant i , et de la fréquence f , comme précisé équation (5.3).

$$P_{inductance} = L_0 i^2 f \quad (5.3)$$

La courbe plus claire, nommée P_{charge} correspond à la puissance réelle mesurée à la charge. Ces mesures montrent que moins de 50% de la puissance est perdue lors du transfert de la bobine à la charge. Une très faible part de ces pertes interviennent dans le circuit électrique, la majorité étant probablement perdue dans le circuit magnétique, lors de la

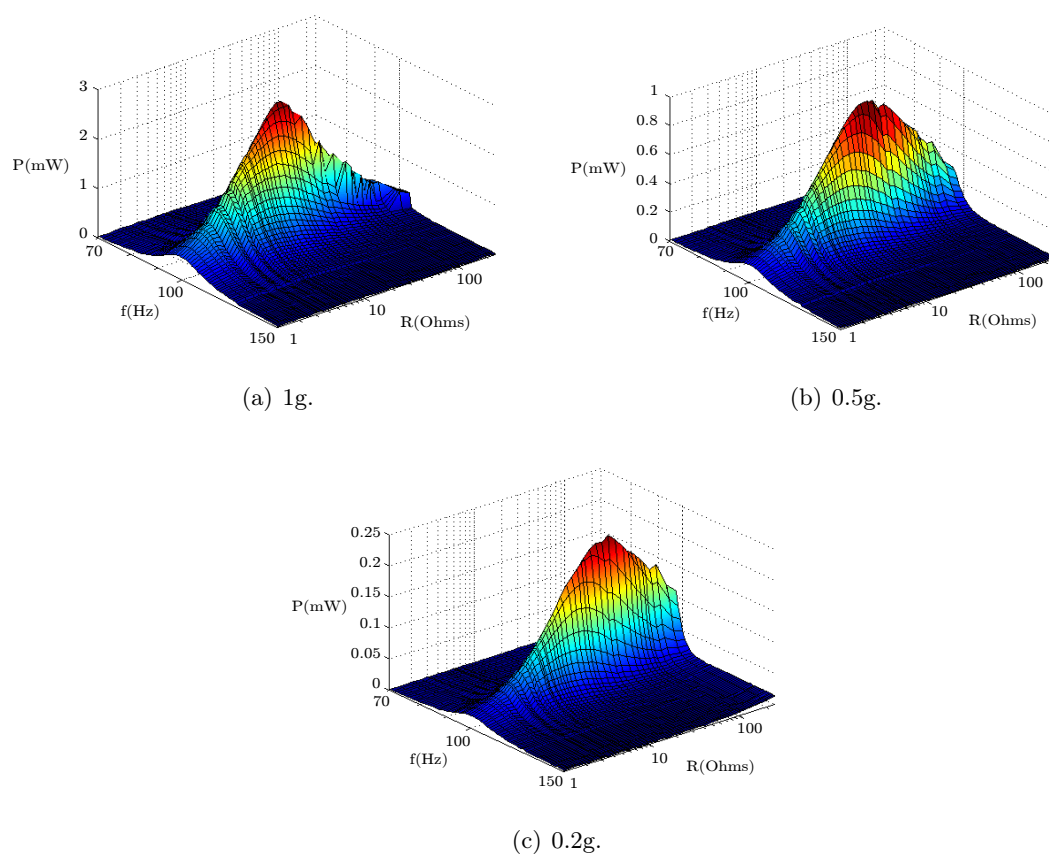


Figure 5.10 – Puissance récupérée en fonction de la résistance de charge, et de la fréquence d'excitation, pour des accélérations de $1g$, $0.5g$ et $0.2g$.

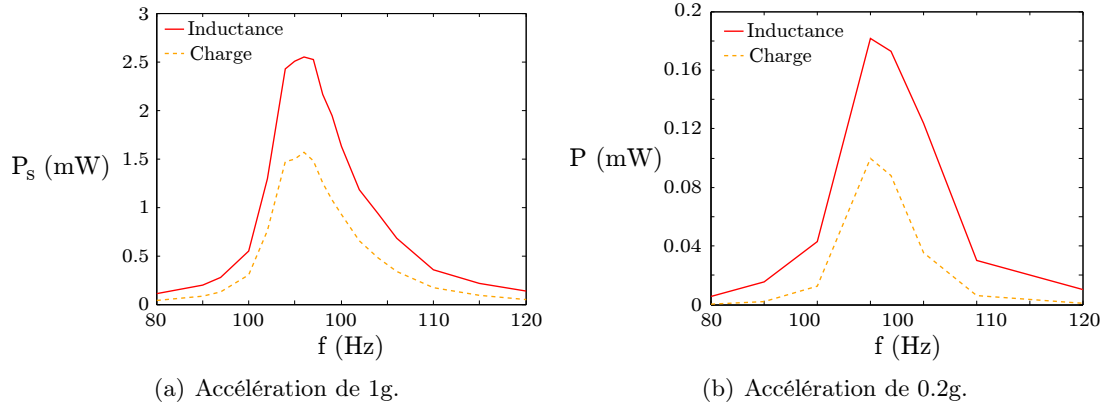


Figure 5.11 – Puissance récupérée avec la technique SMFE en fonction de la fréquence, pour une résistance de charge de 10 k Ω et des accélérations de 1g et 0.2g.

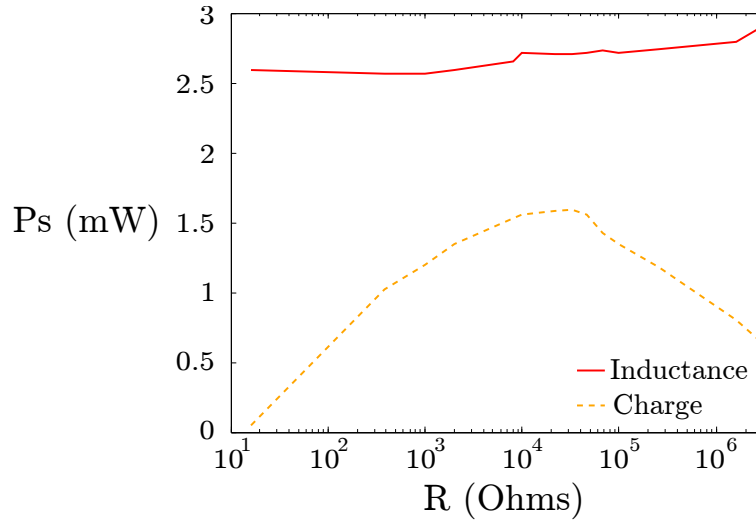


Figure 5.12 – Puissance récupérée avec la technique SMFE en fonction de la résistance de charge pour une fréquence de 98 Hz.

commutation.

Une puissance maximale de 2.6 mW redressée est récupérée dans la bobine à 1g, et 1.6 mW à la charge pour une fréquence de 97 Hz. La mesure de la puissance en fonction de la valeur de la résistance de charge est montrée figure 5.12. Sur une plage de résistances d'environ 200 Ω à 1.6 M Ω plus de la moitié de cette puissance maximale est récupérée.

En régime linéaire à 0.2g, 0.18 mW sont récupérés dans l'inductance, et 0.1 mW à la charge, ce qui correspond à 75 % de la puissance limite.

5.4.3 Analyse et conclusion

Une évaluation des paramètres caractéristiques du générateur a été effectuée, permettant de représenter son point de fonctionnement dans le plan $(k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e)$ (figure 5.13, point A). Une zone d'incertitude est représentée sur ce point de fonctionnement. Cette zone fait apparaître l'incertitude majoritaire qui se situe sur le paramètre $k_m^2 \cdot Q_m$, et notamment sur le facteur de qualité mécanique, probablement surestimé dans la mesure où il a été évalué à faible accélération (pour un comportement fréquentiel linéaire). L'amortissement mécanique parasite est relativement important, probablement dû à des frottements apparaissant entre la bobine et les aimants lors du fonctionnement, aux fils sortant de la cu-

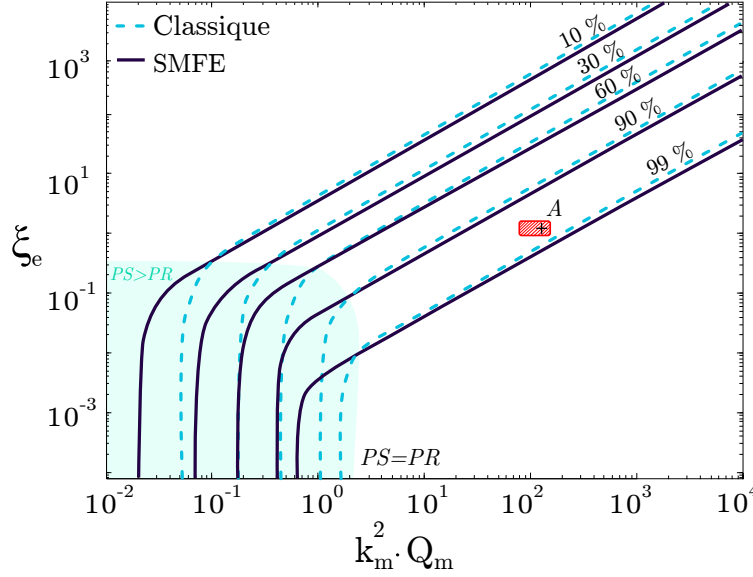


Figure 5.13 – Point de fonctionnement du générateur dans le plan $(k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e)$.

lasse, ou encore à une légère attraction des ressorts par les aimants. Le générateur présente également un comportement fréquentiel non linéaire, qui peut être rapproché des travaux sur les poutres à 'bump stop', dont la caractéristique fréquentielle présente la même allure [89]. Pour pouvoir comparer les résultats à la théorie, le générateur a donc été caractérisé à 0.2g, pour un comportement linéaire.

Pour cette accélération, une puissance maximale de 0.235 mW est récupérée, pour une bande passante de 5 Hz. Ainsi, 96% de la puissance limite est récupérée, ce qui correspond aux objectifs fixés et montre qu'il est possible de réaliser un générateur électromagnétique récupérant un fort pourcentage de sa puissance limite. Cette valeur est également plus importante que celle de tous les générateurs électromagnétiques présentés au chapitre 2. La comparaison avec les générateurs de la littérature est détaillée plus avant en section 5.6.2.

Lorsque l'accélération est supérieure à 0.4g environ, l'effet non linéaire observé a pour effet de diminuer la puissance récupérée, qui n'atteint plus que 45 % de P_{LIM} à 1g, mais en contrepartie élargit considérablement la bande passante. Cette dernière est doublée entre 0.2g et 1g. Ainsi, à 1g d'accélération plus de 1.4 mW sont récupérés sur une plage de 10 Hz. Si le rapport P/P_{LIM} diffère selon l'accélération d'excitation du fait de l'effet non linéaire, le produit 'puissance normalisée x bande passante' reste quasiment constant. Il est de 4.5 à 1g et 4.8 à 0.2g.

Pour la technique SMFE, en ajoutant l'inductance série, on récupère à 1g une puissance redressée de 2.6 mW dans l'inductance, et 1.6 mW en pratique à la charge. La première valeur correspond à 42 % de la puissance limite, ce qui correspond aux prévisions théoriques montrées sur le graphique 5.13 : pour un générateur avec un tel point de fonctionnement, l'utilisation de la technique SMFE avec l'inductance optimale conduit à récupérer légèrement moins de puissance qu'avec la technique classique. En regard de ces résultats, les mêmes avantages pratiques que ceux présentés au chapitre 3 ont pu être observés : à savoir une dépendance à la charge fortement diminuée (une bande passante s'étendant de 1000Ω à $10^6 \Omega$), et des tensions redressées de 1 à 10 V.

Le générateur conçu répond donc bien aux objectifs fixés dans la mesure où il permet de récupérer un fort pourcentage de sa puissance limite (96 %) en comparaison aux générateurs de la littérature. Le coefficient de pertes est relativement réduit tout en conservant un couplage électromagnétique important. L'intégration de l'inductance dans le générateur, à

travers l'utilisation d'une culasse ferromagnétique fermée, n'a pas eu l'efficacité escomptée : l'effet de la saturation de la culasse magnétique sur cette inductance a été en effet sous-estimée. Des solutions peuvent être envisagées pour limiter cette saturation magnétique, et permettre ainsi une inductance élevée : épaissir les parois de la culasse magnétique, ou encore choisir un matériau présentant une limite de saturation plus importante (au détriment de la perméabilité magnétique) sont des alternatives qui peuvent être mises en oeuvre simplement. Dans la partie suivante, des aimants plus petits seront utilisés pour tester et confirmer l'effet d'une diminution de saturation sur l'inductance du générateur.

5.5 Etude complémentaire

5.5.1 Objectifs

Le prototype réalisé n'est pas aussi inductif que prévu. Ainsi l'inductance optimale nécessaire pour récupérer le maximum de puissance avec la technique SMFE n'est pas intégrée comme voulu, mais doit être rajoutée en série. Les aimants surdimensionnés saturent la culasse ferromagnétique, diminuant significativement l'inductance de 35 mH (mesurée sans les aimants) à 2.2 mH (mesurée avec les aimants). Pour limiter cet effet, une culasse plus épaisse devrait être utilisée, ou un matériau offrant une limite de saturation plus élevée que la ferrite choisie. Les effets d'une éventuelle saturation de la culasse ont été étudiés sur le coefficient de couplage électromécanique mais n'ont pas été évalués sur l'inductance en amont. Un deuxième prototype est réalisé, sur la même structure que le prototype 1, mais comprenant deux aimants de 4 mm de haut. Une photo de la moitié du générateur avec deux petits aimants est montrée figure 5.14. La même bobine est utilisée que précédemment de manière à ne pas modifier le nombre de tours du bobinage, ou sa résistance. Augmenter l'inductance du générateur sans modifier les autres paramètres conduit à diminuer de manière proportionnelle le coefficient de couplage et le coefficient de pertes, donc n'a à priori pas d'influence sur la proportion de P_{LIM} récupérée. Ca serait le cas par exemple si l'on augmentait l'épaisseur de la culasse ferromagnétique. Néanmoins dans cette application, utiliser des aimants plus petits réduira nécessairement le couplage électromécanique du générateur, et donc dégradera les performances du générateur. L'objectif de cette étude complémentaire n'est pas de réaliser un générateur plus performant, mais de montrer que l'inductance optimale nécessaire pour la technique SMFE peut être intégrée dans la géométrie du générateur, et que l'on peut se rapprocher du point de fonctionnement optimal pour la technique SMFE.

5.5.2 Caractérisation

- Lorsque deux petits aimants seulement sont utilisés, l'inductance est mesurée à 35.5 mH. Lorsque trois petits aimants sont utilisés, 10 mH sont mesurés, confirmant la forte influence sur l'inductance de la saturation magnétique de la culasse. La résistance électrique du générateur est la même que pour le prototype précédent, soit 3.9 Ω . Les résultats présentés ici concernent un générateur avec deux aimants de 4 mm de haut. L'inductance est dans ce cas augmentée d'un facteur 16 par rapport au précédent prototype.
- Le nouveau coefficient de pertes résistives s'élève à 0.09 pour ces valeurs. Il est comme

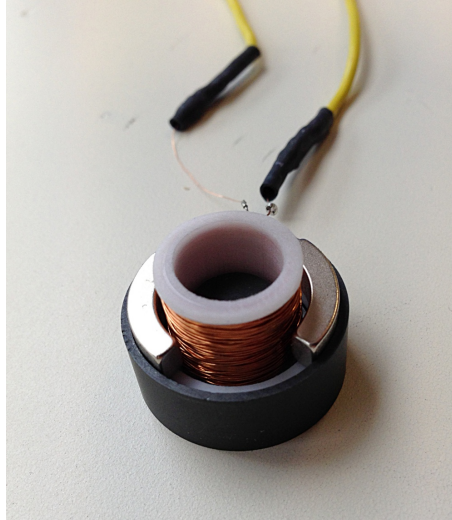


Figure 5.14 – Photo du prototype 2, comprenant deux aimants de 4 mm de haut.

prévu diminué lorsque l'inductance augmente.

- De même que pour le premier système, le générateur présente un comportement non linéaire pour de fortes accélérations. Sa caractérisation sera donc effectuée pour une accélération d'excitation de 0.2g. Avec le même dispositif expérimental que précédemment le générateur est testé sur pot vibrant contrôlé à accélération constante, et le déplacement relatif, le courant en court-circuit et la tension en circuit ouvert sont relevés en fonction de la fréquence d'excitation, à 0.2g. Les mesures sont présentées figure 5.15. Un courant maximal de 13 mA est généré, et une tension en circuit ouvert de 0.19 V.
- La mesure de la tension en circuit ouvert et du déplacement relatif associé nous permet de calculer le coefficient électromécanique β à 0.63. Cette valeur est logiquement plus faible que celle du précédent prototype, dans la mesure où la taille des aimants a été approximativement divisée par deux.
- Le coefficient de couplage au carré du système s'élève alors à 0.01, soit un coefficient modifié de 0.01.

5.5.3 Puissance récupérée avec la technique classique

La puissance récupérée sur charge simple est relevée, en fonction de la valeur de la résistance de charge R , et de la fréquence d'excitation f , pour une accélération de 0.2g (figure 5.16). Une puissance maximale de 0.12 mW est récupérée à 110 Hz pour une charge 26 m Ω , ce qui correspond à 60 % de la puissance limite (légèrement modifiée par rapport au précédent prototype : le changement d'aimant a affecté quelque peu le comportement mécanique du système).

5.5.4 Puissance récupérée avec la technique SMFE

La puissance récupérée avec la technique SMFE (dans l'inductance ou mesurée à la charge) est présentée figure 5.17 en fonction de la fréquence d'excitation. La puissance

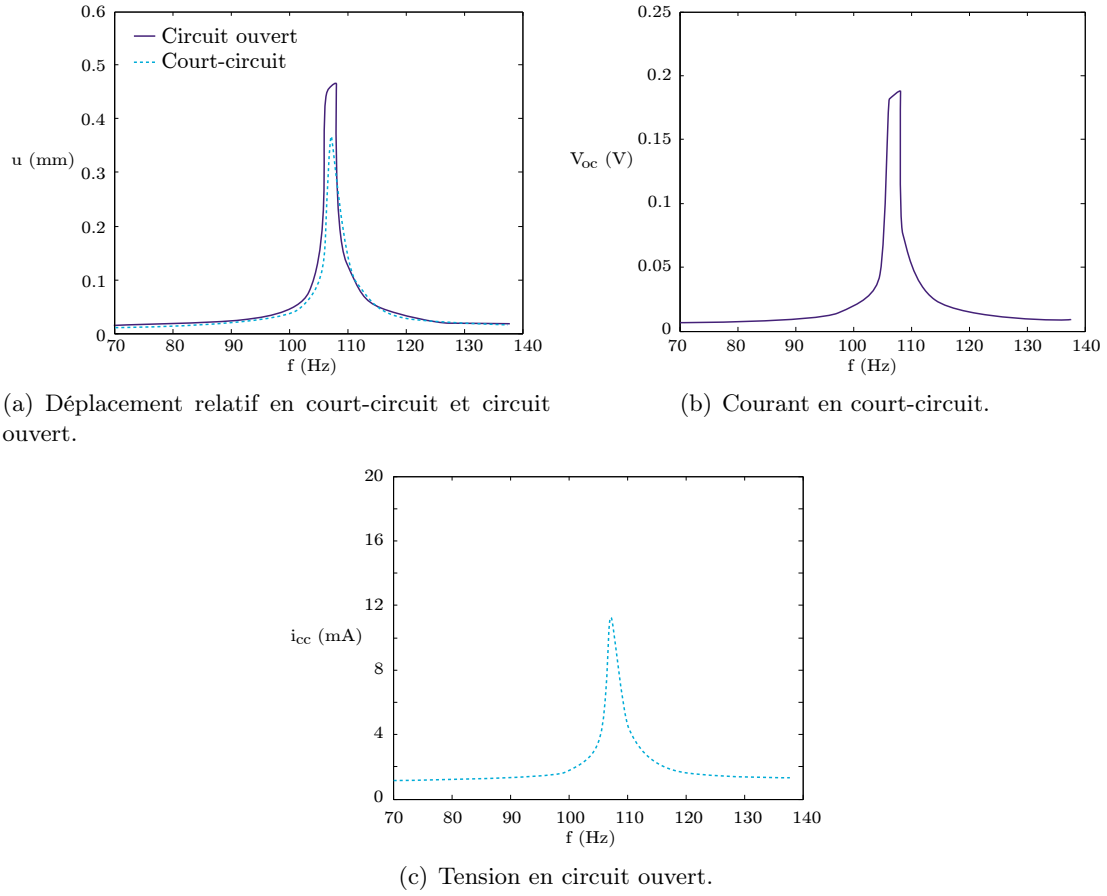


Figure 5.15 – Déplacement, courant en court-circuit et tension en circuit ouvert en fonction de la fréquence, pour une accélération de $0.2g$.

Paramètre	Générateur A 3 grands aimants	Générateur B 2 petits aimants
f_0 (Hz)	97	100
r_L (Ω)	3.9	3.9
L_0 (mH)	2.2	35.5
β	1.5	0.63
Q_m	55	55
ξ_e	1.3	0.09
k_m^2	2	0.01
P_r (mW)	0.24	0.12
P_s (mW)	0.18	0.02
P_{LIM} (mW)	0.24	0.24

Table 5.3 – Paramètres caractéristiques des prototypes, à $0.2g$.

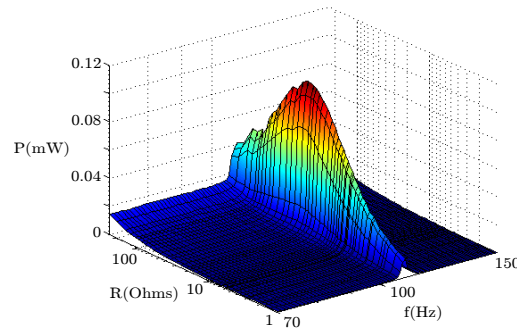


Figure 5.16 – Puissance récupérée avec la technique classique en fonction de la charge et de la fréquence, pour une accélération de $0.2g$.

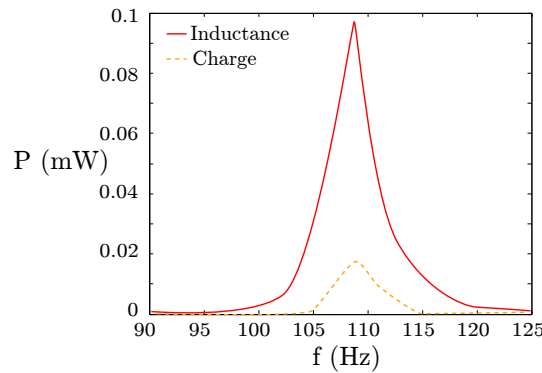


Figure 5.17 – Puissance récupérée avec la technique SMFE en fonction de la fréquence, pour une accélération de $0.2g$.

maximale récupérée à $0.2g$ est de 0.1 mW environ dans l'inductance et de 0.02 mW à la charge. Ces valeurs montrent qu'un effet de seuil important existe lorsque l'on diminue le couplage du générateur, impliquant une diminution forte de la puissance en comparaison avec la théorie. Les courants générés sont dans ce cas, et à cette faible accélération, trop faibles pour permettre une utilisation efficace du circuit SMFE.

5.6 Validation et conclusion

5.6.1 Comparaison aux résultats théoriques

L'optimisation théorique du générateur visait un coefficient de pertes ξ_e de l'ordre de 0.005 et un coefficient de couplage de 0.016 (pour une inductance de 29 mH et une résistance de 0.18Ω) pour un générateur permettant de récupérer 18.8 mW à $1g$ et 100 Hz.

La déplacement maximal possible dans la culasse a été réduit lors de la fabrication par rapport aux simulations théoriques d'un facteur 2 environ. Cette diminution impose un fonctionnement non plus à $2g$ mais à $1g$ maximum, avant que le ressort ne vienne taper en butée sur la culasse. La masse de la bobine est également réduite d'un facteur 1.3, conduisant donc à une puissance limite du générateur réalisée diminuée d'un facteur d'environ 5 par rapport aux simulations. Cette remarque est la même pour la puissance

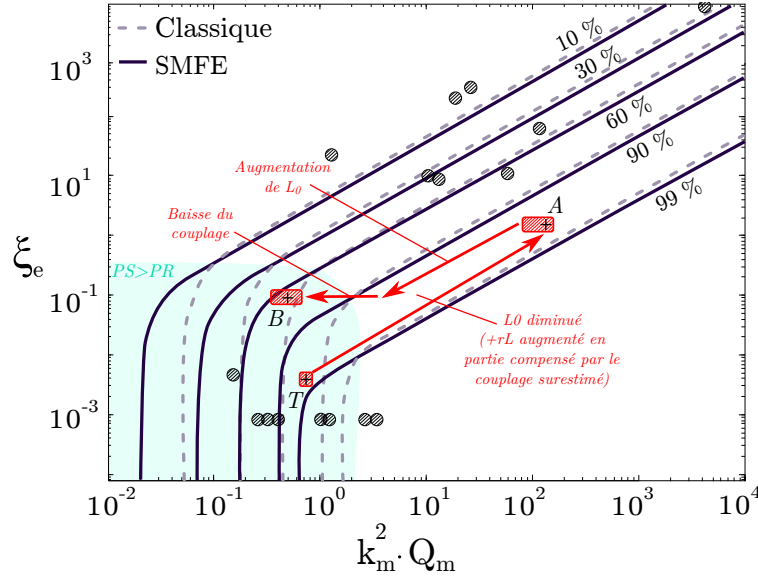


Figure 5.18 – Point de fonctionnement du prototype A (avec les aimants max), B (moins saturé) et du prototype visé théoriquement T, en comparaison avec les générateurs de la littérature.

maximale récupérée. Les résultats expérimentaux sont en bonne concordance avec cette analyse : ils montrent que l'ordre de grandeur de la puissance récupérée serait comparable (légèrement inférieure) aux prévisions théoriques dans le cas où l'on aurait une accélération de 2g (c'est à dire environ 18 mW récupérés avec une technique d'extraction classique).

Le prototype réalisé présente un coefficient de pertes à 1.4. Cette valeur beaucoup plus importante que celle visée est due à plusieurs facteurs : l'inductance du générateur est plus faible que prévue, d'un facteur 10 environ, pour les raisons explicitées plus haut. Cependant, les résultats théoriques ont montré que, à couplage constant et à pertes résistives constantes, une modification de l'inductance du générateur n'a pas d'influence sur la proportion de puissance récupérée par rapport à la puissance limite du générateur. Dans notre cas, si la puissance récupérée est légèrement dégradée par rapport à la théorie, c'est principalement du à la résistance du générateur relativement importante, conséquence du bobinage manuel de la bobine. On pourrait améliorer fortement le coefficient de foisonnement en bobinant avec du fil de section plus importante et en régularisant ce bobinage.

Le second prototype est réalisé sur la même structure, avec des aimants diminués de manière à limiter la saturation magnétique dans la culasse, et ainsi permettre une valeur plus élevée d'inductance. Les résultats expérimentaux montrent qu'elle est, de cette manière, augmentée d'un facteur supérieur à 10. Les nouveaux coefficients de couplage et de pertes sont également diminués de ce même facteur, conformément aux prévisions théoriques. La diminution des aimants a néanmoins également l'effet de diminuer le couplage électromécanique du générateur conduisant à des performances légèrement moindres que si l'on avait simplement augmenté l'inductance (en utilisant un matériau ferromagnétique avec une limite plus haute de saturation par exemple).

L'évolution des points de fonctionnement correspondant au premier prototype (point A), au prototype moins saturé (point B), ainsi qu'aux résultats théoriques, sont représentés sur la figure 5.18, montrant l'effet de l'augmentation de l'inductance, et celui de la diminution de couplage.

Si pour le premier prototype, (point A) les relevés expérimentaux concordent avec les

Générateur	P (mW)	V (cm^3)	γ ($m.s^{-2}$)	f_0 (Hz)	P_{vol} mw/ cm^3	NPD
Proto	2.7	10	9.8	100	0.27	5.2
PMG Perpetuum	1	130	0.25	100	0.008	123

Table 5.4 – Comparaison des performances du prototype développé et du générateur PMG développé par l'entreprise Perpetuum.

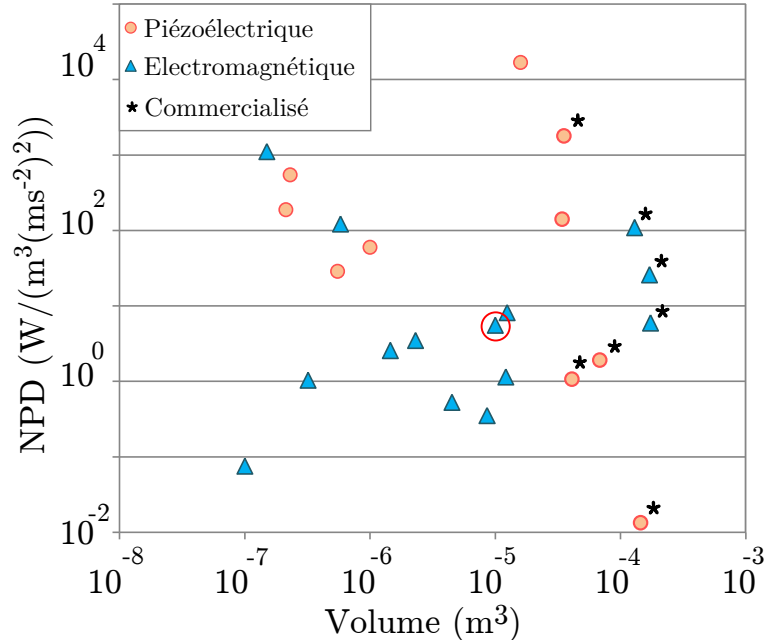


Figure 5.19 – Densité de puissance normalisée du prototype développé en comparaison avec les générateurs de la littérature présentés chapitre 1.

prévisions théoriques de puissance (97% de P_{LIM} récupérés avec la technique classique et moins de 10 % de moins avec la technique SMFE), le second prototype en pratique n'a pas les performances escomptées avec la technique SMFE. La diminution du couplage, ainsi que le fonctionnement à faible accélération, entraînent l'augmentation des phénomènes d'effets de seuil, liés aux seuils de diodes par exemple, diminuant la puissance récupérée avec la technique SMFE en comparaison aux prévisions théoriques.

Finalement, le prototype réalisé remplit les objectifs fixés et une bonne concordance des résultats théoriques et expérimentaux est montrée. La caractérisation expérimentale du générateur permet d'obtenir un point de fonctionnement qui peut être placé de manière relativement précise sur le graphique théorique permettant de comparer ses performances à d'autres générateurs.

5.6.2 Comparaison aux générateurs de la littérature

La figure 5.18 montre le point de fonctionnement du générateur réalisé en regard des générateurs piézoélectriques et électromagnétiques de la littérature présentés au chapitre 2. Le prototype, conformément à la volonté exprimée lors de la conception au chapitre 4, présente des paramètres caractéristiques se rapprochant de ceux des générateurs piézoélectriques. Le coefficient de pertes résistives est relativement réduit en comparaison aux générateurs électromagnétiques classiques, et pourrait l'être encore plus en améliorant le coefficient de foisonnement de la bobine, ou en diminuant la saturation de la culasse de manière à augmenter l'inductance comme expliqué précédemment. Ainsi, le générateur per-

met de récupérer une proportion de sa puissance limite supérieure à 90 %, et dépassant les ratios récupérés par les générateurs de la littérature.

Une puissance maximale de 2.8 mW à 1 g et 97 Hz est récupérée avec une technique classique pour une bande passante de 10 Hz, et 0.235 mW à 0.2g pour une bande passante de 5 Hz. Son volume total est de 10 cm³, conduisant à une densité de puissance d'environ 0.28 mW/cm³. A titre de comparaison, le générateur classique PMG FSH commercialisé par l'entreprise Perpetuum (présenté en section 1) récupère 1 mW à 0.25 ms⁻² avec un volume de 130 cm³, soit une densité de puissance de 7.7e⁻³ mW/cm³. Les caractéristiques des deux générateurs sont récapitulées dans le tableau 5.4.

Les performances du générateur peuvent également être comparées aux générateurs de la littérature en considérant la densité de puissance normalisée NPD, définie dans certaines publications comme la puissance récupérée normalisée par la fréquence et l'accélération au carré. Le graphique 5.19 représente cette valeur en fonction du volume, par rapport aux générateurs électromagnétiques et piézoélectriques de la littérature détaillés au chapitre 1. Le prototype, encadré en rouge, se situe avantageusement par rapport aux autres générateurs électromagnétiques.

5.6.3 Perspectives d'amélioration

Le générateur réalisé a de bonnes performances, néanmoins les essais expérimentaux montrent que des améliorations sont envisageables :

- Au vu des résultats montrant l'influence de la saturation magnétique sur l'inductance, il serait également intéressant de choisir un matériau présentant une limite de saturation plus élevée. Les ferrites ont généralement une limite assez basse (en comparaison avec du fer par exemple) autour de 0.5 T, qui est d'autant plus faible que la perméabilité désirée est importante. Un compromis est à faire. A titre d'exemple, les pots en ferrite proposés par Magnetics (figure 5.20) peuvent être réalisés en ferrites dont la perméabilité relative s'échelonne entre 900 et 3000 pour des champs de saturation allant de 0.5 à 0.49 T respectivement. Des matériaux très haute perméabilité (entre 5000 et 10000) voient leur champ de saturation diminuer jusqu'à 0.38 T. La plupart des ferrites ne dépassent pas 0.55 T, pour une perméabilité relative d'environ 2000. Un tel matériau pourrait être choisi quand même, couplé avec une augmentation de la section de la culasse pour diminuer au maximum la saturation magnétique.
- La culasse ferromagnétique a été fabriquée sur mesure par une entreprise américaine (Elna magnetics). L'usinage sur mesure de la ferrite n'est pas courante et délicate à mettre en oeuvre du fait de la friabilité du matériau. Une solution de moindre coût serait d'adapter la géométrie pour utiliser des culasses standards de transformateurs. Un exemple tiré du catalogue de l'entreprise Magnetics est montré figure 5.20. Des structures en forme de E parallélépipédiques, ou des pots cylindriques telles que représentées schématiquement sont facilement trouvables à bas prix, et pourraient convenir à notre application.
- Enfin, il a été montré que le volume peut théoriquement être diminué au minimum jusqu'à 1 mm³ sans influence sur la puissance normalisée récupérée. Un axe de développement pourra donc également être la réalisation d'un générateur miniaturisé sur la même structure.

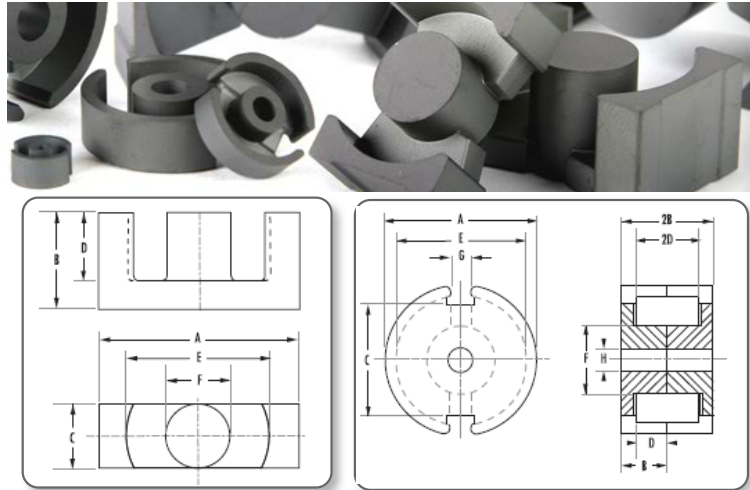


Figure 5.20 – Exemple de culasses en ferrite standards commercialisées par l'entreprise Magnetics.

Un second prototype de générateur électromagnétique sera réalisé à partir de ces remarques.

Conclusion générale

Cette thèse, cofinancée par le Centre Technique des Industries Mécanique (CETIM) et l'Assemblée des Pays de Savoie (APS), s'est intéressée au développement d'un générateur électromagnétique pour la récupération d'énergie, et de son circuit d'extraction associé.

La transduction électromagnétique est parmi les technologies les plus étudiées pour convertir l'énergie mécanique des vibrations ambiantes en électricité. Cependant, en comparaison aux systèmes piézoélectriques, très peu d'études se consacrent au développement de circuits d'extraction de l'énergie qui pourraient permettre de pallier les difficultés liées à la génération d'électricité par induction magnétique. Ainsi, l'optimisation d'un récupérateur d'énergie passe souvent par l'optimisation de sa tension générée, en plus de la puissance, pour être à même d'avoir des niveaux suffisants de tension avant l'étage de redressement. Ce travail a présenté dans un premier temps l'étude d'un circuit non linéaire d'extraction de l'énergie, proposant une alternative au circuit classique d'extraction de l'énergie, et dans un second temps la conception d'un générateur électromagnétique en considérant le circuit d'extraction utilisé, de manière à récupérer plus de 90 % de sa puissance limite.

Les systèmes de récupération d'énergie basés sur la transduction électromagnétique ou piézoélectrique ont été étudiés grâce à un modèle normalisé permettant d'écrire la puissance récupérée par l'un ou l'autre de la même manière exactement. Cette puissance dépend de trois paramètres caractéristiques adimensionnels : le coefficient de couplage, décrivant l'efficacité de la conversion électromécanique, le facteur de pertes résistives, d'autant plus grand que ces pertes sont importantes, et le facteur de qualité mécanique. Il est montré qu'un générateur inertiel résonant, piézoélectrique ou électromagnétique, peut être caractérisé entièrement à partir de ces trois paramètres. Une représentation condensée montre les niveaux de puissance normalisée qu'un générateur peut récupérer en fonction de ses paramètres caractéristiques. Ainsi, en relevant et calculant les paramètres caractéristiques de générateurs de la littérature, il est possible de comparer aisément leurs puissances normalisées (c'est à dire la proportion de puissance récupérable en comparaison avec la puissance limite de ce générateur). L'étude théorique, confirmée par une validation expérimentale, et par une analyse des générateurs précédemment développés montre le fonctionnement dual des générateurs piézoélectriques et électromagnétiques, les ordres de grandeurs de leurs paramètres caractéristiques respectifs ainsi que les marges de progression possibles. Dans le cas des générateurs électromagnétiques, les pertes résistives élevées induites dans la bobine sont compensées par des coefficients de couplage beaucoup plus importants que les générateurs piézoélectriques. Cependant, la majorité récupère moins de 70 % de leur puissance limite du fait des forts coefficients de pertes. A la suite de ces résultats, l'objectif visé a donc été de réaliser un générateur électromagnétique permettant de récupérer plus de 90 % de sa puissance limite.

Dans la majorité des études et des réalisations, la puissance récupérée par un générateur électromagnétique est étudiée en fonction d'une résistance de charge adaptée, correspon-

dant en pratique à l'impédance d'entrée d'un convertisseur DC/DC. Un redresseur de tension doit également être intercalé entre le générateur et la charge pour redresser les tension alternatives. L'étude présentée dans le chapitre 3 concerne une alternative à cette technique classique d'extraction de l'énergie. Le circuit SMFE a un fonctionnement basé sur une commutation synchronisée avec les maxima de courant, permettant un transfert de la puissance maximale stockée dans l'inductance du générateur deux fois par période. Les résultats théoriques et expérimentaux montrent que le circuit SMFE permet de récupérer des tensions redressées directement exploitables, ainsi qu'une puissance indépendante de la charge. Les niveaux de puissance récupérés par un circuit d'extraction classique ou SMFE sont comparés en fonction des paramètres caractéristiques définis d'un générateur. Il est montré qu'il existe une zone de paramètres pour laquelle la puissance récupérée avec la technique SMFE peut être supérieure à celle récupérée par une technique classique, jusqu'à un facteur 2.5. Ce circuit d'extraction présente donc des avantages pratiques non négligeables qu'il serait intéressant de mettre oeuvre avec un générateur dont les paramètres caractéristiques se situent dans la zone optimale pour récupérer le maximum de puissance.

L'objectif du chapitre 4 a donc été le développement d'un générateur électromagnétique en optimisant ses paramètres caractéristiques pour obtenir le fonctionnement désiré, en tenant compte du circuit d'extraction utilisé. Le générateur considéré pour l'optimisation est basé sur une structure originale dans la mesure où une culasse ferromagnétique fermée est utilisée. Cette culasse permet la canalisation des lignes de champ ainsi que la diminution du coefficient de pertes à coefficient électromécanique constant. Les résultats théoriques sur l'optimisation de cette culasse montrent que la structure choisie permet bien d'obtenir un point de fonctionnement des paramètres caractéristiques intéressant pour récupérer un fort pourcentage de sa puissance limite. Les résultats expérimentaux montrent une bonne concordance avec les résultats théoriques. 96 % de la puissance limite est récupérée à une accélération de 0.2g et une fréquence de 100 Hz, ce qui correspond à un fort pourcentage en comparaison avec les générateurs de la littérature. De plus, l'exploitation d'une non linéarité permet d'obtenir une bande passante élargie, qui atteint 10 Hz à 1g. Les performances du circuit SMFE sont légèrement inférieures aux prévisions théoriques, et une inductance doit être rajoutée du fait de la saturation de la culasse ferromagnétique. Cependant, il permet de récupérer 1.6 mW de puissance redressée à 1g, constante sur une plage de résistance de charge de plus de 1 M Ω , et pour des tensions de 1 à 10 V. A titre de comparaison, l'utilisation de la technique classique permet de récupérer 2.75 mW à cette même accélération, avec des tensions inférieures à 0.45 V qui doivent encore être redressées et subir un étage de conversion DC/DC effectuant l'adaptation d'impédance.

Un second prototype sera réalisé à la suite de ces travaux, à partir des remarques et des conclusions effectuées, en essayant également de réduire le coût de fabrication. Le circuit SMFE, qui présente des pertes élevées lors du transfert d'énergie depuis la bobine vers la charge (d'environ 40 %) sera également amélioré. Enfin, l'autoalimentation du circuit est en court d'étude, de manière à disposer d'un système totalement autonome.

Bibliographie

- [1] Gyula Simon, Miklos Maroti, Akos Ledeczi, Andras Nadas, Branislav Kusy, Janos Sallai, Gabor Pap, Gyorgy Balogh, and Ken Frampton. Sensor Network-Based Countersniper System. In *SenSys '04 Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, 2004.
- [2] P. Sikka, P. Corke, and L. Overs. Wireless sensor devices for animal tracking and control. *29th Annual IEEE International Conference on Local Computer Networks*, pages 446–454, 2004.
- [3] John McCulloch, Paul McCarthy, Siddeswara Mayura Guru, Wei Peng, Daniel Hugo, and Andrew Terhorst. Wireless sensor network deployment for water use efficiency in irrigation. In *workshop on Real-world wireless sensor networks*, pages 46–50, 2008.
- [4] Tim Wark, Peter Corke, Pavan Sikka, Lasse Klingbeil, Ying Guo, Chris Crossman, Phil Valencia, Dave Swain, and Greg Bishop-Hurley. Transforming Agriculture through Pervasive Wireless Sensor Networks. *IEEE Pervasive Computing*, 6(2) :50–57, 2007.
- [5] Sukun Kim, Gregory Fenves, and Steven Glaser. Health Monitoring of Civil Infrastructures Using Wireless Sensor Networks. In *6th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks*, pages 254– 263, 2007.
- [6] Gilles Virone and Norbert Noury. Télé-Surveillance Automatique de l'Activité dans un Habitat Intelligent pour la Santé. In *JFIM2002, Congrès Francophone d'Informatique Médicale*, 2002.
- [7] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci. Wireless sensor networks : a survey. *Computer Networks*, 38(4) :393–422, March 2002.
- [8] S W Arms, C P Townsend, D L Churchill, J H Galbreath, S W Mundell, and Hurricane Lane. Power Management for Energy Harvesting Wireless Sensors. In *SPIE*, number March, pages 1–9, 2005.
- [9] TexasInstrument. <http://www.ti.com/tool/ez430-rf2500-seh>.
- [10] Micropelt. http://www.micropelt.com/applications/te_power_node.php.
- [11] Shad Roundy, Paul K Wright, and Jan Rabaey. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Computer Communications*, 26(11) :1131–1144, 2003.
- [12] S. Beeby and N. White. *Energy harvesting for autonomous systems*. Artech House, 2010.
- [13] Shadrach Joseph Roundy. *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a focus on Vibration to Electricity Conversion*. PhD thesis, California, 2000.
- [14] D. Spreemann, B. Folkmer, and Y. Manoli. Comparative study of electromagnetic coupling architectures for vibration energy harvesting devices. In *Proceedings of PowerMems 2008 and MicroEMS 2008*, pages 257–260, Sendai, Japan, 2008.
- [15] Shad Roundy, Paul K Wright, and Kristofer S. J. Pister. Micro-electrostatic Vibration-to-electricity converters. In *ASME International Mechanical Engineering Congress & Exposition*, pages 1–10, 2002.

-
- [16] Lei Wang and Fuh-Gwo Yuan. Structural Vibration Energy Harvesting by Magnetostrictive Materials (MsM). In *4th China-Japan-US Symposium on Structural Control and Monitoring*, pages 1–8, 2006.
 - [17] Xianzhi Dai, Yumei Wen, Ping Li, Jin Yang, and Gaoyong Zhang. Modeling, characterization and fabrication of vibration energy harvester using Terfenol-D/PZT/Terfenol-D composite transducer. *Sensors and Actuators A : Physical*, 156(2) :350–358, December 2009.
 - [18] Lei Wang and F G Yuan. Vibration energy harvesting by magnetostrictive material. *Smart Materials and Structures*, 17(4) :045009, August 2008.
 - [19] G Poulin. Generation of electrical energy for portable devices Comparative study of an electromagnetic and a piezoelectric system. *Sensors and Actuators A : Physical*, 116(3) :461–471, October 2004.
 - [20] Marcin Marzencki, Yasser Ammar, and Skandar Basrour. Integrated power harvesting system including a MEMS generator and a power management circuit. *Sensors and Actuators A : Physical*, 145-146 :363–370, 2008.
 - [21] Wen J Li, Terry C H Ho, Gordon M H Chan, Philip H W Leong, and Hiu Yung Wong. Infrared Signal Transmission by a Laser-Micromachined Vibration-Induced Power Generator. In *IEEE Midwest Symposium on Circuits and systems*, number 2150201, pages 236–239, 2000.
 - [22] Song Guo and Hoi Lee. An Efficiency-Enhanced Integrated CMOS Rectifier with Comparator-Controlled Switches for Transcutaneous Powered Implants. In *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pages 385 – 388, Dallas, 2007.
 - [23] Rajeevan Amirtharajah and Anantha P Chandrakasan. Self-Powered Signal Processing Using Vibration-Based Power Generation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(5) :687–695, 1998.
 - [24] Hyeoungwoo Kim, Shashank Priya, H. Stephanou, and K. Uchino. Consideration of Impedance Matching Techniques for Efficient Piezoelectric Energy Harvesting. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control*, 54(9) :1851–1859, 2007.
 - [25] G.K. Ottman, H.F. Hofmann, a.C. Bhatt, and G.a. Lesieutre. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5) :669–676, September 2002.
 - [26] Xinping Cao, Wen-ren Chiang, Ya-chin King, and Yi-kuen Lee. Electromagnetic Energy Harvesting Circuit with Feedforward and Feedback DC-DC PWM Boost Converter for Vibration Power Generator System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2) :679–685, 2007.
 - [27] Claude Richard, Daniel Guyomar, David Audigier, and Gil Ching. Semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device. In *SPIE*, 1999.
 - [28] E. Lefevre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, and D. Guyomar. A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems. *Sensors and Actuators A : Physical*, 126(2) :405–416, February 2006.
 - [29] Daniel Guyomar, Adrien Badel, Elie Lefevre, and Claude Richard. Toward Energy Harvesting Using Active Materials and Conversion Improvement by Nonlinear Processing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(4) :584–595, 2005.
 - [30] D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefevre, T. Monnier, C. Richard, and M. Lallart. Synchronized switch harvesting applied to selfpowered smart systems : Piezoactive microgenerators for autonomous wireless transmitters. *Sensors and Actuators A : Physical*, 138(1) :151–160, July 2007.
-

- [31] E. Lefeuvre. Piezoelectric Energy Harvesting Device Optimization by Synchronous Electric Charge Extraction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 16(10) :865–876, October 2005.
- [32] Yasser Ammar and Skandar Basrour. Non Linear Techniques for increasing harvesting energy from piezoelectric and electromagnetic Micro-Power-Generators. In *DTIP of MEMS and MOEMS*, number April, 2006.
- [33] M. Lallart, C. Magnet, C. Richard, É. Lefeuvre, L. Petit, D. Guyomar, and F. Bouillault. New Synchronized Switch Damping methods using dual transformations. *Sensors and Actuators A : Physical*, 143(2) :302–314, May 2008.
- [34] T. Starner. Human-powered wearable computing. *IBM Systems Journal*, 35(3.4) :618–629, 1996.
- [35] H. a. Sodano. Generation and Storage of Electricity from Power Harvesting Devices. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 16(1) :67–75, January 2005.
- [36] C B Williams and R B Yates. Analysis of a micro-electric generator for microsystems. *Sensors and Actuators A : Physical*, 52(1-3) :8–11, 1996.
- [37] M El-hami, P Glynne-Jones, N M White, M Hill, Stephen Beeby, E James, Brown A.D, and J.N Ross. Design and fabrication of a new vibration-based electromechanical power generator. *Sensors and Actuators A : Physical*, 92(1-3) :335–342, 2001.
- [38] P GlynneJones. An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems. *Sensors and Actuators A : Physical*, 110(1-3) :344–349, February 2004.
- [39] S P Beeby, R N Torah, M J Tudor, P Glynne-Jones, T O'Donnell, C R Saha, and S Roy. A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 17(7) :1257, 2007.
- [40] R Torah, P Glynne-Jones, M Tudor, T O'Donnell, S Roy, and S Beeby. Self-powered autonomous wireless sensor node using vibration energy harvesting. *Measurement Science and Technology*, 19(12) :125202, December 2008.
- [41] D. Zhu, S P Beeby, M J Tudor, and N R Harris. A planar electromagnetic vibration energy harvester with a Halbach array. In *PowerMEMS*, 2011.
- [42] Ibrahim Sari, Tuna Balkan, and Haluk Kulah. An electromagnetic micro power generator for wideband environmental vibrations. *Sensors and Actuators A : Physical*, 145-146 :405–413, July 2008.
- [43] D. Zhu, S. Roberts, M.J Tudor, and S. P Beeby. Closed loop frequency tuning of a vibration-based micro-generator. In *Power MEMS*, pages 229–232, 2008.
- [44] Bin Yang, Chengkuo Lee, Wenfeng Xiang, Jin Xie, Johnny Han He, Rama Krishna Kotlanka, Siew Ping Low, and Hanhua Feng. Electromagnetic energy harvesting from vibrations of multiple frequencies. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 19(3) :035001, March 2009.
- [45] T. Von Büren and G. Tröster. Design and optimization of a linear vibration-driven electromagnetic micro-power generator. *Sensors and Actuators A : Physical*, 135(2) :765–775, April 2007.
- [46] Tom Sterken, Paolo Fiorini, and Robert Puers. Motion-based generators for industrial applications. In *Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS*, number April, pages 26–28, 2006.
- [47] C.R. Saha, T. O Donnell, N. Wang, and P. McCloskey. Electromagnetic generator for harvesting energy from human motion. *Sensors and Actuators A : Physical*, 147(1) :248–253, September 2008.

- [48] A. Rahimi, Ö. Zorlu, A. Muhtaroglu, and H. Külah. A Compact Electromagnetic Vibration Harvesting System with High Performance Interface Electronics. In *Euro-sensors XXV*, volume 25, pages 215–218, January 2011.
- [49] Peihong Wang, Huiting Liu, Xuhan Dai, Zhuoqing Yang, Zhongzhu Wang, and Xiaolin Zhao. Design, simulation, fabrication and characterization of a micro electromagnetic vibration energy harvester with sandwiched structure and air channel. *Microelectronics Journal*, 43(2) :154–159, February 2012.
- [50] Richard L Waters, Brad Chisum, Hugo Jazo, Mark Fralick, San Diego, Naval Warfare, Advanced Integrated Circuits, and Costa Mesa. Development of an Electro-Magnetic Transducer for Energy Harvesting of Kinetic Energy and its Applicability to a MEMS-scale Device. In *Nanopower*, volume 1, 2008.
- [51] Santosh Kulkarni, Elena Koukharenko, Russell Torah, John Tudor, Steve Beeby, Terence O'Donnell, and Saibal Roy. Design, fabrication and test of integrated micro-scale vibration-based electromagnetic generator. *Sensors and Actuators A : Physical*, 145-146 :336–342, 2008.
- [52] S C Chang, F M Yaul, F O Sullivan, D M Otten, J H Lang, and Energy Initiative. Harvesting Energy from moth vibrations during flight. *International Workshop on Micro and Nanotechnologies for Power Generation and Energy Conversion Applications*, pages 3–6, 2009.
- [53] N. Elvin and A. Elvin. An experimentally validated electromagnetic energy harvester. *Journal of Sound and Vibration*, 330(10) :2314–2324, May 2011.
- [54] Emilio Sardini and Mauro Serpelloni. An efficient electromagnetic power harvesting device for low-frequency applications. *Sensors and Actuators A : Physical*, 172(2) :475–482, September 2011.
- [55] E Bouendeu, A Greiner, P J Smith, and J G Korvink. An efficient low cost electromagnetic vibration harvester. In *The 9th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications*, pages 320–323, 2009.
- [56] W L Lu, Y M Hwang, C T Pan, and S C Shen. Analyses of electromagnetic vibration-based generators fabricated with LTCC multilayer and silver spring-inducer. *Microelectronics Reliability*, 51 :610–620, 2011.
- [57] H A Sodano, G Park, and D J Inman. Estimation of Electric Charge Output for Piezoelectric Energy Harvesting. *Strain*, 40(2) :49–58, 2004.
- [58] J Ajitsaria, S Y Choe, D Shen, and D J Kim. Modeling and analysis of a bimorph piezoelectric cantilever beam for voltage generation. *Smart Materials and Structures*, 16(2) :447–454, April 2007.
- [59] R. Ly, M. Rguiti, S. D Astorg, A. Hajjaji, C. Courtois, and A. Leriche. Modeling and characterization of piezoelectric cantilever bending sensor for energy harvesting. *Sensors and Actuators A : Physical*, 168(1) :95–100, July 2011.
- [60] L. Zhou, J. Sun, X.J. Zheng, S.F. Deng, J.H. Zhao, S.T. Peng, Y. Zhang, X.Y. Wang, and H.B. Cheng. A model for the energy harvesting performance of shear mode piezoelectric cantilever. *Sensors and Actuators A : Physical*, March 2012.
- [61] Kuok H. Mak, Atanas a. Popov, and Stewart McWilliam. Experimental model validation for a nonlinear energy harvester incorporating a bump stop. *Journal of Sound and Vibration*, 331(11) :2602–2623, May 2012.
- [62] A Kasyap, J Lim, D Johnson, S Horowitz, and T Nishida. Energy reclamation from a vibrating Piezoceramic composite beam. In *9th International Congress on Sound and Vibration*, 2002.

- [63] R Elfrink, T M Kamel, M Goedbloed, S Matova, D Hohlfeld, R Van Schaijk, and R Vullers. Vibration Energy Harvesting with Aluminum nitride-based piezoelectric devices. In *Proceedings of PowerMems 2008 + MicroEMS 2008*, pages 249–252, 2008.
- [64] S Roundy and P K Wright. A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics. *Smart Materials and Structures*, 13(5) :1131–1142, October 2004.
- [65] D. Zhu, S. Beeby, M. J. Tudor, and N. R. Harris. A credit card sized self powered smart sensor node. *Sensors and Actuators A : Physical*, 169(2) :317–325, October 2011.
- [66] Sunghwan Kim, William W. Clark, and Qing-Ming Wang. Piezoelectric energy harvesting using diaphragm structure. *Smart Structures and Materials*, 5055, 2003.
- [67] Xu-rui Chen, Tong-qing Yang, Wei Wang, and Xi Yao. Vibration energy harvesting with a clamped piezoelectric circular diaphragm. *Ceramics International*, 38 :271–274, January 2012.
- [68] John Kymissis, Clyde Kendall, Joseph Paradiso, and Neil Gershenfeld. Parasitic Power Harvesting in Shoes. In *Second IEEE International Conference on Wearable Computing*, pages 132 – 139, 1998.
- [69] Boram Yang and Kwang-Seok Yun. Piezoelectric shell structures as wearable energy harvesters for effective power generation at low-frequency movement. *Sensors and Actuators A : Physical*, March 2012.
- [70] Rusen Yang, Yong Qin, Cheng Li, Guang Zhu, and Zhong Lin Wang. Converting Biomechanical Energy into Electricity by a Muscle-Movement-Driven Nanogenerator 2009. *Nano*, 2009.
- [71] A. Badel. Piezoelectric Energy Harvesting using a Synchronized Switch Technique. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 17(8-9) :831–839, May 2006.
- [72] Perpetuum. [http ://www.perpetuum.com](http://www.perpetuum.com).
- [73] FerroSolutions. [http ://www.ferrosi.com/](http://www.ferrosi.com/).
- [74] EnOcean. [http ://www.enocean.com/home/](http://www.enocean.com/home/).
- [75] Microstrain. [http ://www.microstrain.com](http://www.microstrain.com).
- [76] Mide Technology. [http ://www.mide.com/](http://www.mide.com/).
- [77] Adaptive Energy. [http ://www.adaptivenergy.com/](http://www.adaptivenergy.com/).
- [78] AdvancedCerametrics. [http ://www.advancedcerametrics.com](http://www.advancedcerametrics.com).
- [79] Paul D Mitcheson, Student Member, Tim C Green, Senior Member, Eric M Yeatman, Andrew S Holmes, and Abstract Several. Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators. *Journal of Microelectromechanical systems*, 13(3) :429–440, 2004.
- [80] Y C Shu and I C Lien. Efficiency of energy conversion for a piezoelectric power harvesting system. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 16(11) :2429–2438, November 2006.
- [81] Y C Shu and I C Lien. Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems. *Smart Materials and Structures*, 15(6) :1499, 2006.
- [82] Hui Shen, Jinhao Qiu, and Marco Balsi. Vibration damping as a result of piezoelectric energy harvesting. *Sensors and Actuators A : Physical*, 169(1) :178–186, September 2011.
- [83] Alper Erturk. *Electromechanical Modeling of Piezoelectric Energy Harvesters*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009.

- [84] Benjamin A M Owens and Brian P Mann. Linear and nonlinear electromagnetic coupling models in vibration-based energy harvesting. *Journal of Sound and Vibration*, 331(4) :922–937, 2012.
- [85] H. A. Wheeler. Simple inductance formulas for radio coils. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(10) :1398 – 1400, 1928.
- [86] A. Badel. *Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non linéaire*. PhD thesis, Université de Savoie, 2005.
- [87] D Spreemann, B Folkmer, Y Manoli, and A Willmann. Optimization and comparison of back iron based coupling architectures for electromagnetic vibration transducers using evolution strategy. In *PowerMEMS*, pages 1–4, 2009.
- [88] Steec. [http ://www.steec.fr/](http://www.steec.fr/).
- [89] Huicong Liu, Chengkuo Lee, Takeshi Kobayashi, Cho Jui Tay, and Chenggen Quan. Investigation of a MEMS piezoelectric energy harvester system with a frequency-widened-bandwidth mechanism introduced by mechanical stoppers. *Smart Materials and Structures*, 21(3) :035005, March 2012.

Liste des publications

Revues internationales

[1] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Energy harvesting from ambient vibrations : electromagnetic generator and synchronous extraction circuit, Journal of Intelligent Material Systems and Structures, soumis en novembre 2012.

[2] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Y. Wu, J. Qiu, Comparison of electromagnetic and piezoelectric vibration energy harvesters : model and experiments, Sensors and Actuators A : physical, vol 183, pp 188-156, Août 2012.

[3] E. Arroyo and A. Badel, Electromagnetic vibration energy harvesting device optimization by synchronous energy extraction, Sensors and Actuators A : Physical, vol. 171, no. 2, pp. 266-273, Nov. 2011.

Conférences internationales avec actes

[4] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Modeling and Design of an Electromagnetic Vibration Energy Harvester and its Dedicated Energy Extraction Circuit, IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2012, Graz, Austria.

[5] A. Badel, F. Formosa, E. Arroyo, Y. Wu, W. Liu, Wide band vibration energy harvesting for wireless sensor nodes, 2nd Symposium Japanese-French Frontiers of Engineering (JFFoE 2012), Février 2012, Kyoto, Japan.

[6] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Synchronized switch harvesting technique applied to electromagnetic vibration harvesters, Proc.10th International Workshop on Micro and Nanotechnology for power generation and Energy Conversion Applications, Power MEMS 2010, Leuven, Belgium.

[7] F. Formosa, A. Badel, E. Arroyo, Electromagnetic generator design for membrane micro Stirling engine, Proc. 10th International Workshop on Micro and Nanotechnology for power generation and Energy Conversion Applications, Power MEMS 2010, Leuven, Belgium.

[8] A. Badel, E. Arroyo, F. Formosa, A new nonlinear energy harvesting approach for inertial electromagnetic micro-generator, Mecatronics 2010, 8th edition of France-Japan (6th Europe-Asia) congress on Mechatronics 2010, Yokohama, Japan.

Conférences nationales

[9] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Conception et optimisation d'un microgénérateur de type électromagnétique pour récupérer les vibrations ambiantes, Journées nationales

sur la récupération et le stockage d'énergie, mars 2012, Grenoble, France.

[10] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Synchronized switch harvesting technique applied to electromagnetic vibration harvesters, Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie, octobre 2010, Paris, France.

Autres publications

[11] Contribution au rapport technologique annuel sur les micro and nanotechnologies, Février 2012, Observatoire National des Micro et NanoTechnologies.

Liste des tableaux

1.1	Densité de puissance de diverses technologies pour la récupération d'énergie (d'après [12]).	4
1.2	Caractéristiques comparées de différents types de transducteurs.	9
1.3	Volume (V), puissance maximale récupérée (P) et densité de puissance normalisée $NPD = P_{MAX}/(\gamma^2 V)$ de générateurs électromagnétiques de la littérature, pour une vibration d'accélération γ et de fréquence f_0 . (* indique que le volume prend en compte l'électronique).	16
1.4	Volume (V), puissance maximale récupérée (P) et densité de puissance normalisée $NPD = P_{MAX}/(\gamma^2 V)$ de générateurs piézoélectriques de la littérature, pour une vibration d'accélération γ et de fréquence f_0 . (* indique que le volume prend en compte l'électronique).	17
1.5	Volume (V), puissance maximale récupérée (P) et densité de puissance normalisée $NPD = P_{MAX}/(\gamma^2 V)$ de générateurs disponibles commercialement, pour une vibration d'accélération γ et de fréquence f_0	19
2.1	Normalisations.	26
2.2	Paramètres adimensionnels caractéristiques pour un générateur piézoélectrique ou électromagnétique.	27
2.3	Notations pour le modèle.	28
2.4	Paramètres déterminés expérimentalement pour les deux générateurs.	38
2.5	Paramètres adimensionnels caractéristiques pour des PEGs et EMGs de la littérature.	41
2.6	Dualités entre les PEGs et EMGs.	42
4.1	Paramètres fixés.	77
4.2	Paramètres géométriques déduits des variables à optimiser.	78
4.3	Valeurs minimales et maximales des plages de variation imposées aux variables.	78
4.4	Contraintes pour la méthode du gradient.	80
4.5	Résultats obtenus avec l'optimisation analytique, géométrie fermée optimisée pour P_S et géométrie ouverte pour P_R	83
4.6	Résultats obtenus avec l'optimisation analytique, géométrie fermée optimisée pour P_S et P_R	84
5.1	Paramètres du générateur déterminés expérimentalement en régime linéaire (à 0.2g).	100
5.2	Paramètres caractéristiques du générateur.	100
5.3	Paramètres caractéristiques des prototypes, à 0.2g.	106
5.4	Comparaison des performances du prototype développé et du générateur PMG développé par l'entreprise Perpetuum.	109

Table des figures

1.1	Structure d'un noeud de réseau de capteurs	3
1.2	Exemples de capteurs communicant sans fil du commerce, alimentés par récupération d'énergie.	4
1.3	Structure d'un récupérateur d'énergie vibratoire	5
1.4	Exemple de structure de transducteur électromagnétique	6
1.5	Exemple de structure de transducteur piézoélectrique	7
1.6	Différents mécanismes électrostatiques. Les parties sombres représentent les éléments fixés, les parties claires les éléments mobiles.	8
1.7	Principes d'utilisation de l'effet magnétostrictif pour la récupération d'énergie	8
1.8	Structure d'un circuit d'extraction classique.	10
1.9	Generateurs électromagnétiques développés par l'Université de Southampton.	12
1.10	Generateur électromagnétique développés par Von Büren et Tröster [45], pour récupérer des vibrations de forte amplitude.	13
1.11	Générateurs électromagnétiques MEMS.	14
1.12	Générateur piézoélectrique de type diaphragme, développé par Xu et al. . .	18
1.13	Générateurs électromagnétique et piezoélectrique de Microstrain.	20
1.14	Generateurs électromagnétiques commercialisés.	20
1.15	Densité de puissance normalisée en fonction du volume et de la fréquence de différents générateurs reportés dans la littérature.	21
2.1	Modèle d'un générateur piézoélectrique.	24
2.2	Modèle d'un générateur électromagnétique.	25
2.3	Circuit d'extraction classique pour un EMG.	29
2.4	Circuit d'extraction classique simplifié pour un EMG.	29
2.5	Puissance normalisée en fonction de la pulsation normalisée et du coefficient de charge pour plusieurs k^2 et ξ_e	31
2.6	Puissance normalisée en fonction de la pulsation normalisée pour plusieurs k_m^2 et ξ_e	32
2.7	Puissance normalisée en fonction $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_c pour différentes valeurs de ξ_e .	33
2.8	Coefficient de charge optimal en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$, et pour plusieurs ξ_e . .	34
2.9	Niveaux de puissance récupérés en fonction des paramètres du générateur $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e	34
2.10	Puissance normalisée en fonction du coefficient de pertes, pour $Q_m=50$. . .	35
2.11	Evolution de la bande passante d'un générateur en fonction de ses para- mètres caractéristiques, pour $Q_m=50$	35
2.12	Puissance normalisée en fonction de la pulsation normalisée, correspondant à deux ordres de grandeur de la bande passante.	36
2.13	Schémas des générateurs électromagnétique et piézoélectrique fabriqués pour la validation du modèle.	37
2.14	Photos des générateurs.	37
2.15	Puissance en fonction du coefficient de charge, pour le PEG et l'EMG. . . .	39
2.16	Puissance en fonction du coefficient de pertes pour le PEG.	39

2.17	Niveaux de puissance récupérés en fonction des paramètres du générateur $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e , et paramètres caractéristiques de PEGs et EMGs de la littérature.	41
3.1	Circuit d'extraction SECE pour les générateurs piézoélectriques.	46
3.2	Puissance théorique et expérimentale récupérée pour un PEG avec la technique SECE [31].	46
3.3	Schéma du circuit d'extraction SMFE, et du courant lorsque $i > 0$	48
3.4	Formes d'onde du courant i , de la tension v_{OUT} et du déplacement u avec le circuit SECE pour un PEG ou le circuit SMFE pour un EMG.	48
3.5	Courant à l'instant de commutation (à $T/2$), en fonction de ϕ , pour différents ξ_e	49
3.6	Puissance normalisée avec la technique SMFE (\underline{P}_S) et avec la technique classique (\underline{P}_R), et quotient des deux, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, pour ξ_e variant de 0 à 10.	52
3.7	\underline{P}_S avec ou sans inductance optimale, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, et de ξ_e	52
3.8	\underline{P}_S avec ou sans inductance optimale, et niveaux d'inductance ajoutée en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, et de ξ_e	53
3.9	Puissance normalisée avec la technique SMFE (\underline{P}_S) avec inductance optimale et avec la technique classique (\underline{P}_R), et quotient des deux, en fonction du produit $k_m^2 \cdot Q_m$, pour ξ_e variant de 0 à 10.	54
3.10	Quotient de la puissance récupérée avec la technique SMFE (P_S) par la puissance récupérée avec la technique classique (P_R), en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$ et de ξ_e	54
3.11	Niveaux de puissance récupérée en pourcentage de P_{LIM} , en fonction de $k_m^2 \cdot Q_m$ et ξ_e	55
3.12	Evolution de la bande passante normalisée avec le circuit SMFE en fonction des paramètres caractéristiques.	56
3.13	Niveaux de bande passante normalisée en pourcentages de la bande passante maximale atteinte avec la technique SMFE, en fonction des paramètres caractéristiques d'un générateur.	56
3.14	Niveaux du produit bande passante puissance normalisé en pourcentage du produit maximal pour la technique SMFE, en fonction des paramètres caractéristiques.	57
3.15	Schéma du générateur utilisé.	58
3.16	Point de fonctionnement du générateur testé, superposé aux courbes théoriques.	59
3.17	Formes d'onde expérimentales de la tension, du déplacement et du courant.	59
3.18	Puissance expérimentale et théorique récupérée avec la technique SMFE et la technique classique.	60
3.19	Tension expérimentale et théorique récupérée avec la technique SMFE et la technique classique.	60
4.1	Niveaux de puissance récupérée avec la technique classique ou SMFE, en pourcentage de la puissance limite, et en fonction des paramètres caractéristiques. Les cercles représentent les générateurs de la littérature précédemment développés. La zone délimitée par les pointillés représente l'aire dans laquelle P_S est supérieure à P_R	66
4.2	Coupe schématique de la structure du générateur considéré.	66
4.3	Coupe schématique du générateur, et paramètres dimensionnels à optimiser.	67

4.4	Cycle d'hystérésis et points caractéristiques.	68
4.5	Courbes de désaimantation pour différents types d'aimants.	69
4.6	Point de fonctionnement et droite de retour.	69
4.7	Structure considérée pour le calcul du champ propre de l'aimant.	70
4.8	Structure considérée pour le calcul du champ dans la bobine.	72
4.9	4 termes de réluctance à calculer selon le chemin du flux propre de la bobine, lorsque les deux culasses sont jointes sans entrefer.	73
4.10	Structure considérée pour le calcul du champ propre de la bobine.	74
4.11	Sections de flux supposées égales S_1 , S_2 et S_3 , représentées sur une vue en coupe de la moitié inférieure de la culasse ferromagnétique.	76
4.12	Structure du programme d'optimisation.	79
4.13	Structure des boucles imbriquées et du calcul des paramètres.	80
4.14	Structure du programme d'optimisation avec simulation du flux sous Ansys.	81
4.15	Allure des lignes de champ dans la culasse, et évolution du flux le long de la hauteur de la bobine.	82
4.16	Courbe caractéristique $B(H)$ reconstituée de la ferrite considérée.	82
4.17	Géométrie fermée optimisée pour la technique SMFE et géométrie ouverte optimisée pour la technique classique.	83
4.18	Géométrie fermée optimisée pour la technique classique ou SMFE.	84
4.19	Point de fonctionnement de la géométrie optimisée pour la technique classique ouverte ou fermée.	85
4.20	Variation des paramètres permettant d'obtenir 10 % au minimum de la puissance optimale pour la technique SMFE.	85
4.21	Evolution de P_R et P_S en fonction du volume de la géométrie optimisée pour la technique SMFE, ou pour la technique classique.	86
4.22	Evolution du point de fonctionnement en fonction du volume pour l'optimisation adaptée à la technique classique ou SMFE.	87
4.23	Evolution de la géométrie optimale pour la technique SMFE en fonction du volume.	87
4.24	Evolution de la géométrie optimale pour la technique classique en fonction du volume.	87
4.25	Flux magnétique dans la culasse et le long de la hauteur, sans ou en tenant compte de la saturation du matériau à 0.5 T.	88
5.1	Coupe de l'assemblage final.	92
5.2	Schéma et dimensions (en mm) des composants principaux du générateur.	93
5.3	Ouvertures sur la culasse ferromagnétique pour mesurer le déplacement, et sortir les fils de la bobine.	94
5.4	Schémas du ressort spirale planaire.	94
5.5	Vue éclatée de l'assemblage.	96
5.6	Photo du générateur ouvert.	96
5.7	Photo du générateur fixé sur le pot vibrant.	97
5.8	Amplitude du déplacement relatif, tension et courant en fonction de la fréquence d'excitation, pour des accélérations de 1g, 0.5g, et 0.2g.	98
5.9	Amplitude du déplacement relatif en circuit ouvert et court-circuit, pour des accélérations de 0.5g, et 0.2g.	98
5.10	Puissance récupérée en fonction de la résistance de charge, et de la fréquence d'excitation, pour des accélérations de 1g, 0.5g et 0.2g.	101
5.11	Puissance récupérée avec la technique SMFE en fonction de la fréquence, pour une résistance de charge de 10 k Ω et des accélérations de 1g et 0.2g.	102

5.12	Puissance récupérée avec la technique SMFE en fonction de la résistance de charge pour une fréquence de 98 Hz.	102
5.13	Point de fonctionnement du générateur dans le plan $(k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e)$	103
5.14	Photo du prototype 2, comprenant deux aimants de 4 mm de haut.	105
5.15	Déplacement, courant en court-circuit et tension en circuit ouvert en fonction de la fréquence, pour une accélération de 0.2g.	106
5.16	Puissance récupérée avec la technique classique en fonction de la charge et de la fréquence, pour une accélération de 0.2g.	107
5.17	Puissance récupérée avec la technique SMFE en fonction de la fréquence, pour une accélération de 0.2g.	107
5.18	Point de fonctionnement du prototype A (avec les aimants max), B (moins saturé) et du prototype visé théoriquement T, en comparaison avec les générateurs de la littérature.	108
5.19	Densité de puissance normalisée du prototype développé en comparaison avec les générateurs de la littérature présentés chapitre 1.	109
5.20	Exemple de culasses en ferrite standards commercialisées par l'entreprise Magnetics.	111
A.1	Culasse	134
A.2	Aimant.	135
A.3	Support bobine.	136



Plans cotés des composants du générateur

A.1 Culasse ferromagnétique

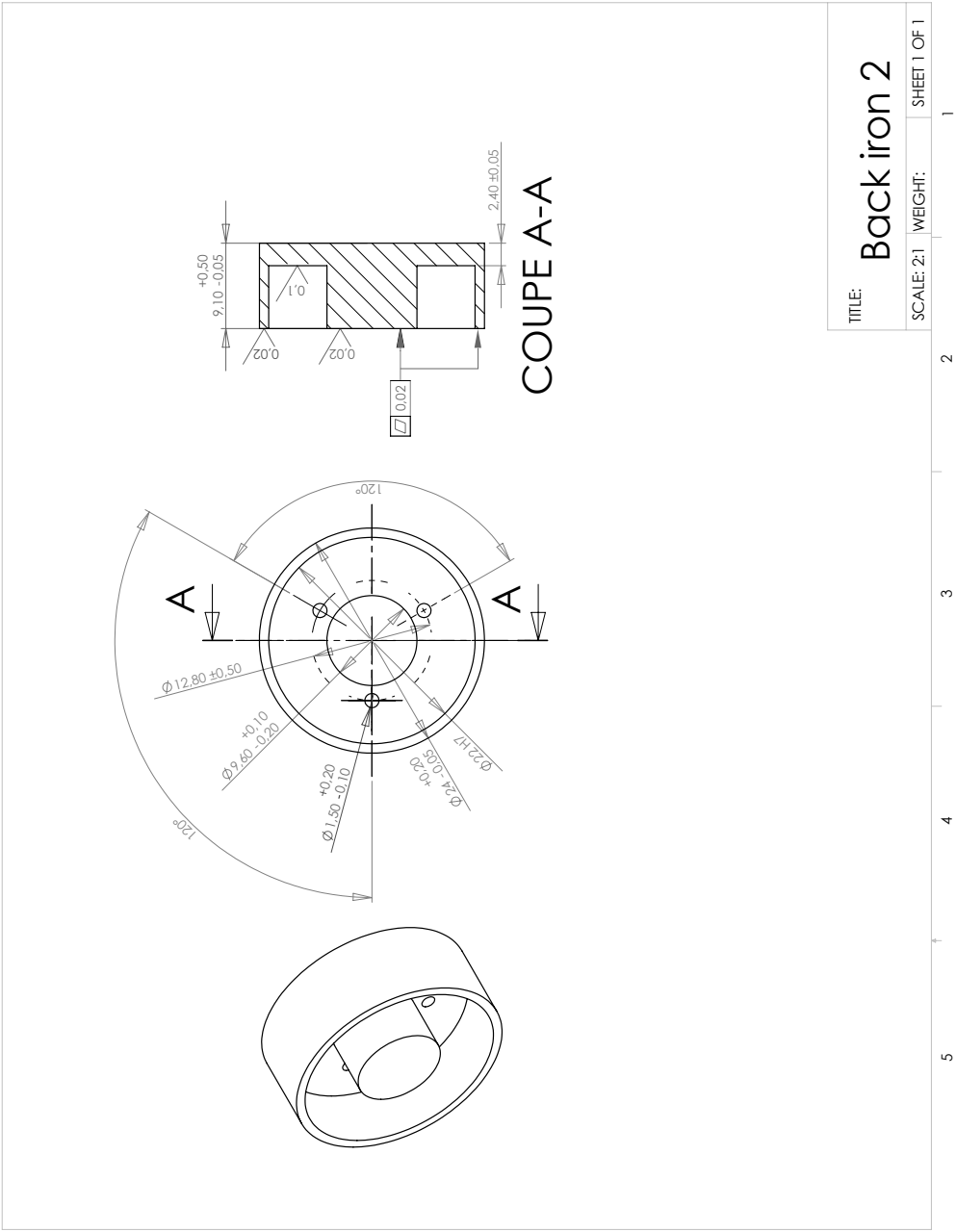


Figure A.1 – Culasse

A.2 Aimant

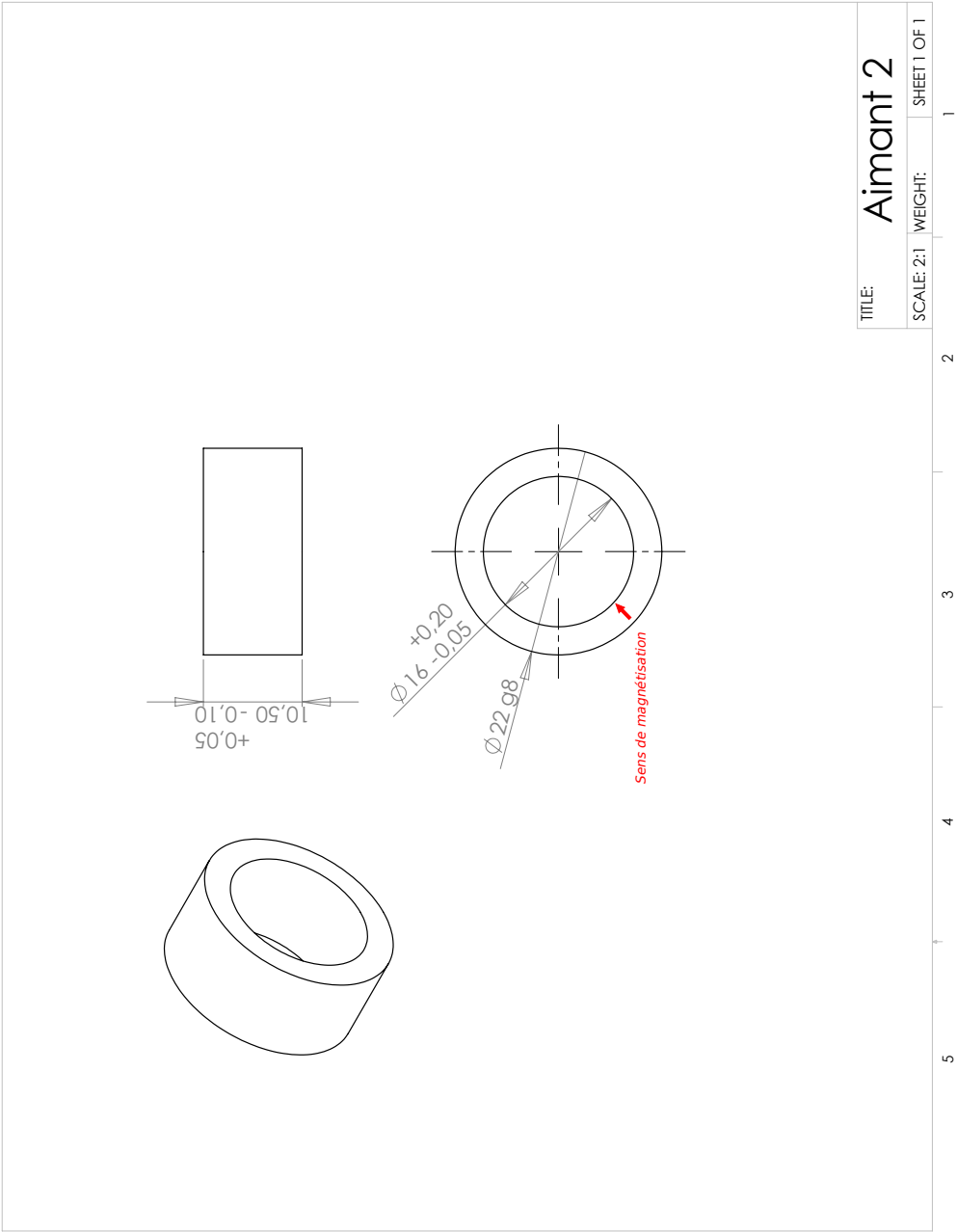


Figure A.2 – Aimant.

A.3 Support bobine

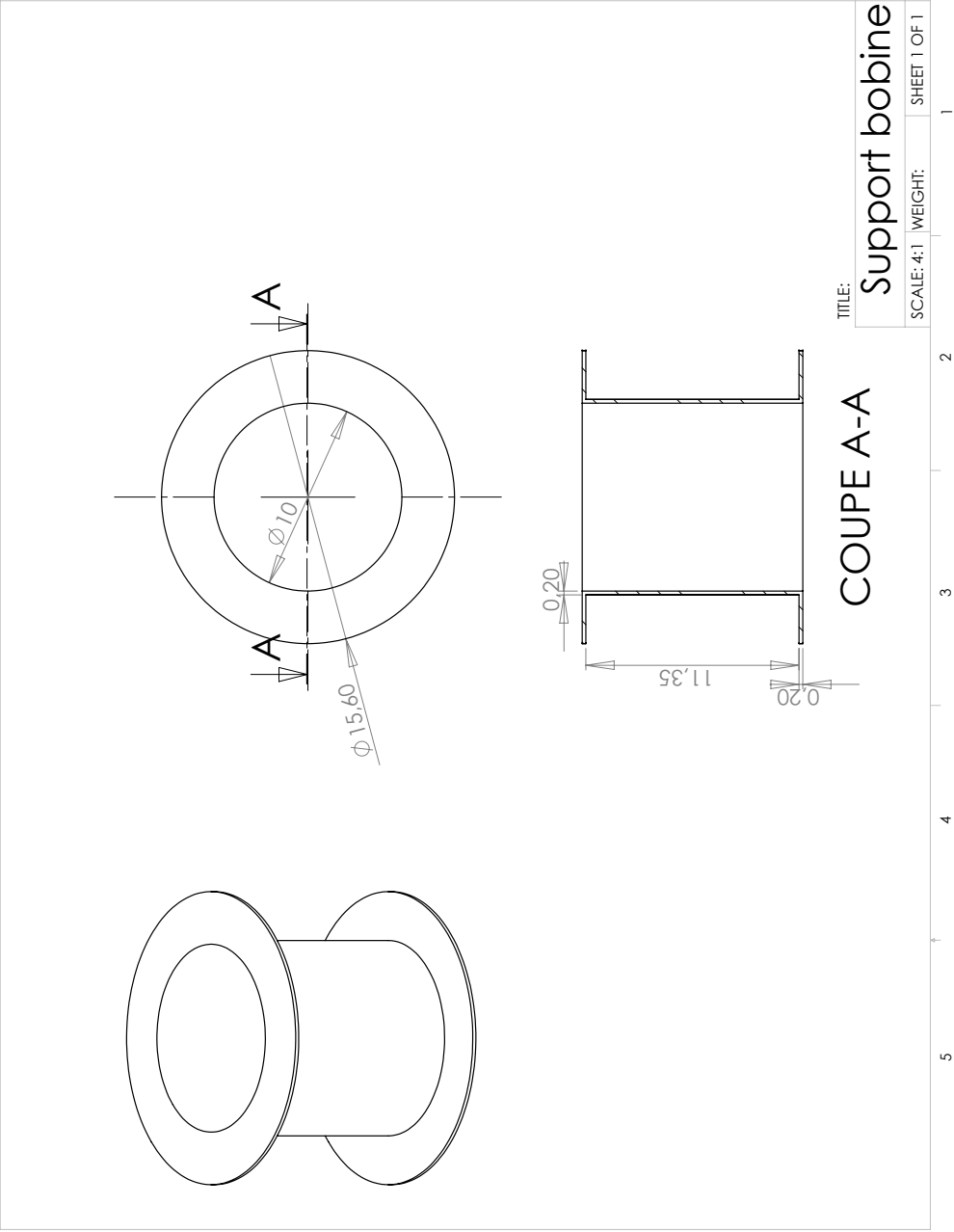


Figure A.3 – Support bobine.

Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes :

dispositif électromagnétique et circuit électronique d'extraction synchrone

Résumé :

La récupération d'énergie vise à réaliser des dispositifs électromécaniques de taille centimétrique permettant d'alimenter des systèmes électroniques en puisant de manière opportuniste l'énergie du milieu environnant. Parmi les différentes sources disponibles (solaire, thermique etc.) les vibrations ambiantes sont susceptibles de fournir assez de puissance pour alimenter des microsystèmes autonomes tels que des nœuds de réseaux de capteurs communicants. L'enjeu consiste à concevoir des microgénérateurs effectuant la conversion de cette énergie mécanique ambiante en énergie électrique exploitable de manière optimale.

Ces travaux de thèse proposent dans un premier temps un critère d'étude et de comparaison des performances des générateurs de types piézoélectriques ou électromagnétiques, à partir d'un modèle normalisé unifié. Dans un second temps, un circuit non linéaire d'extraction de l'énergie est étudié pour les générateurs électromagnétiques, et ses performances sont discutées en comparaison avec un circuit classique d'extraction de l'énergie. A partir de ces résultats, une nouvelle structure de générateur électromagnétique est conçue, optimisée puis validée expérimentalement.

Mots clés : *Récupération énergie, générateur électromagnétique, conversion d'énergie, circuit électronique, conception, optimisation*

Abstract :

Energy harvesting from ambient energy aims at realizing electromechanical miniaturized generators to supply electronic systems from energy of our local environment. Among the available sources (solar, thermal...), ambient vibrations show the requirements to supply autonomous microsystems like communication sensors nodes of sensors networks. The issue is to develop microgenerators doing the optimal conversion of the mechanical energy into usable electrical energy, and supplying the maximal power density.

This works presents a criterium to compare piezoelectric systems and electromagnetic systems, based on a common normalized model. In a second part, a new nonlinear extraction circuit for electromagnetic generators is theoretically studied, and its practical advantages are highlighted in comparison with a classical extraction circuit. Based on these results, a new structure of electromagnetic generator is studied, optimized and experimentally validated.

Key words: *Energy harvesting, electromagnetic generator, energy conversion, electronic circuit, conception, optimization*

